

**UAH**

# **Análisis de técnicas de control sensorless aplicadas a la estimación de velocidad en máquinas asíncronas**

**Máster Universitario en Sistemas Electrónicos Avanzados.  
Sistemas Inteligentes.  
Departamento de Electrónica**

**PRESENTADO POR:**

**D. Felipe Antonio Barreno Herrera**

**Dirigido por:**

**Dr. Emilio José Bueno Peña**

Alcalá de Henares, a 23 de Septiembre de 2016



**VISTO BUENO DEL DIRECTOR/TUTOR AL TFM**

Dr./D. Emilio José Bueno Peña

Director/Tutor del Trabajo Fin de Máster de título:

“Análisis de técnicas de control sensorless aplicadas a la estimación de velocidad en máquinas asíncronas”

Realizado por D. Felipe Antonio Barreno Herrera

Por la presente da su conformidad para que el citado trabajo sea presentado para su defensa

Alcalá de Henares, a 19 de Septiembre de 2016

Emilio José Bueno Peña





*“Si buscas resultados distintos,  
no hagas siempre lo mismo.”  
Albert Einstein.*



## ***Agradecimientos:***

Este trabajo cierra un periodo muy importante de mi vida, debido a ello me gustaría agradecer este trabajo a todas las personas que me han ayudado y apoyado durante estos años en la universidad.

Expresar mi más profundo y sincero agradecimiento a todas aquellas personas que con su ayuda han colaborado en la realización de este TFM en especial al Dr. Emilio José Bueno Peña, director de este proyecto, por la orientación, el seguimiento y la supervisión del mismo, así como por la confianza prestada.

Un agradecimiento muy especial merece la comprensión, paciencia y el ánimo recibidos de mi familia, pareja y amigos.

A todos ellos, muchas gracias.





# Índice

---

<b>RESUMEN .....</b>	<b>1</b>
<b>ABSTRACT.....</b>	<b>3</b>
<b>1. INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>5</b>
1.1. OBJETIVO Y PLANTEAMIENTO .....	7
1.2 ESTRUCTURA DEL TRABAJO .....	8
<b>2. ESTADO DEL ARTE .....</b>	<b>9</b>
2.1 CONTROL DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN.....	10
2.1.1 Control directo del par.....	10
2.1.2 Control vectorial.....	11
2.2 CONTROL DE VELOCIDAD USANDO ALGORITMOS AVANZADOS .....	11
2.3 CONCLUSIONES .....	11
<b>3. MODELADO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN.....</b>	<b>13</b>
3.1 INTRODUCCIÓN .....	13
3.2 ASPECTOS CONSTRUCTIVOS .....	13
3.3 PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LA MÁQUINA ASÍNCRONA .....	14
3.4 SISTEMA DE COORDENADAS ROTATORIAS EN EJES DQ.....	15
3.5 MODELO MATEMÁTICO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN.....	17
3.5.1 Ecuaciones del flujo .....	17
3.5.2 Ecuaciones de tensión .....	18
3.5.3 Ecuaciones del par electromagnético.....	19
3.5.4 Ecuación mecánica .....	19
3.5.5 Ecuaciones del flujo en ejes dq.....	20
3.5.6 Ecuaciones de tensiones en ejes dq.....	20
3.5.7 Ecuación del par electromagnético en ejes dq.....	21
3.6 MODELO EQUIVALENTE DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN .....	21
3.7 MODELO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN EN COORDENADAS DE REFERENCIA .....	22
3.7.1 Modelo de la máquina de inducción en ejes dq .....	23
3.7.2 Modelo de la máquina de inducción en ejes $\alpha\beta$ .....	23
3.8 MODELO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN EN VARIABLES DE ESTADO .....	24
<b>4. CONTROL SENSORLESS DE MÁQUINAS DE INDUCCIÓN .....</b>	<b>25</b>
4.1 ESTRATEGIAS DE CONTROL AVANZADAS PARA MÁQUINAS DE INDUCCIÓN .....	25
4.1.1 Control escalar .....	25
4.1.2 Control vectorial .....	26

4.1.3	Control directo de par .....	27
4.1.4	Conclusiones.....	28
4.2	CLASIFICACIÓN DE LAS TÉCNICAS SENSORLESS PARA CONTROL DE VELOCIDAD EN MÁQUINAS DE INDUCCIÓN .....	28
4.3	ESTRATEGIAS DE ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD BASADAS EN EL MODELO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN .....	29
4.3.1	Estimación de velocidad mediante ecuaciones de estado en bucle abierto .....	30
4.3.2	Estimadores basados en técnicas MRAS .....	30
4.3.3	Estimadores basados en observadores del espacio de estados .....	31
4.3.3.1	Observadores adaptativos de orden completo .....	31
4.3.3.2	Observadores basados en el filtro de Kalman extendido .....	32
4.3.3.3	Observadores adaptativos de flujo. ....	34
4.3.3.4	Observadores adaptativos en modo deslizante .....	35
4.4	ESTIMACIÓN A BAJA VELOCIDAD .....	36
4.4.1	Error en la adquisición de señal.....	36
4.4.2	Distorsión de la tensión debido a la no-linealidad del convertidor .....	36
4.4.3	Error en el modelado de parámetros .....	36
4.5	ESTRATEGIAS DE ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD BASADA EN PROPIEDADES NO LINEALES DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN.....	37
4.5.1	Estimación basada en la inyección de señal de la máquina asíncrona .....	37
4.5.2	Estimación basada en los armónicos del estátor y el rotor.....	38
4.5.3	Estimación basada en la componente de tercer armónico de la tensión del estátor .....	38
4.5.4	Estimación de velocidad basada en variaciones de la inductancia de fugas .....	39
4.6	ESTIMADORES BASADOS EN INTELIGENCIA ARTIFICIAL .....	40
4.7	CONCLUSIONES .....	41
<b>5.</b>	<b>CONTROL VECTORIAL DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN .....</b>	<b>43</b>
5.1	INTRODUCCIÓN .....	43
5.2	PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO DEL CONTROL VECTORIAL.....	43
5.3	ECUACIONES DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN EN CAMPO ORIENTADO .....	45
5.3.1	Condiciones del control vectorial en campo orientado indirecto .....	46
5.3.2	Ecuaciones de la máquina de inducción .....	46
5.4	DISEÑO DE CONTROLADORES .....	47
5.4.2	Controlador de flujo .....	48
5.4.3	Controlador de corriente .....	49
5.4.1	Controlador de velocidad .....	52
<b>6.</b>	<b>CONTROL DIRECTO DEL PAR (DTC) DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN.....</b>	<b>55</b>
6.1	INTRODUCCIÓN .....	55
6.2	PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO DEL DTC .....	55
6.3	DISEÑO DEL CONTROL DIRECTO DEL PAR CLÁSICO .....	57

6.3.1	Estimación del par y del flujo magnético .....	57
6.3.2	Control por histéresis o ciclos límite .....	59
6.3.3	Tabla de estados óptimos de conmutación.....	60
6.4	MODULACIÓN DE VECTORES ESPACIALES (SVM) PARA DTC.....	63
6.4.1	Diseño de los controladores del flujo y del par.....	64
6.4.2	Diseño del controlador de flujo .....	65
6.4.3	Diseño del controlador de par .....	65
<b>7.</b>	<b>TÉCNICAS DE ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD EN MÁQUINAS DE INDUCCIÓN .....</b>	<b>67</b>
7.1	ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD EN LAZO ABIERTO BASADA EN LA ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD DE DESLIZAMIENTO .....	67
7.2	ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD MEDIANTE MRAS .....	69
7.2.1	Estimación de la velocidad mediante MRAS basado en el flujo del rotor .....	70
7.2.2	Estrategia de adaptación con MRAS basada en el flujo de rotor.....	72
7.2.3	Mecanismo de adaptación del estimador basado en MRAS.....	74
7.3	ESTIMADOR BASADO EN EL FILTRO DE KALMAN EXTENDIDO .....	77
<b>8.</b>	<b>MÉTODOS DE ESTIMACIÓN USANDO CONTROL VECTORIAL.....</b>	<b>83</b>
8.1	INTRODUCCIÓN .....	83
8.2	RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES DEL CONTROL VECTORIAL.....	83
8.3	RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES CON ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD EN LAZO ABIERTO BASADA EN LA VELOCIDAD DE DESLIZAMIENTO.....	86
8.4	RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES CON ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD MEDIANTE MRAS .....	88
8.5	RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES CON ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD MEDIANTE EL FILTRO DE KALMAN EXTENDIDO .....	90
<b>9.</b>	<b>MÉTODOS DE ESTIMACIÓN USANDO DTC .....</b>	<b>95</b>
9.1	INTRODUCCIÓN .....	95
9.2	RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES DEL DTC CLÁSICO.....	95
9.3	RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES DEL DTC SVM .....	98
9.4	RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES DEL DTC PWM .....	100
9.5	RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES CON ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD EN LAZO ABIERTO BASADA EN LA VELOCIDAD DE DESLIZAMIENTO.....	103
9.6	RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES CON ESTIMACIÓN DE LA VELOCIDAD MEDIANTE MRAS .....	105
9.7	RESULTADOS DE LAS SIMULACIONES CON ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD MEDIANTE EL FILTRO DE KALMAN EXTENDIDO .....	107
<b>10.</b>	<b>VARIACIÓN DE PARÁMETROS EN LA ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD .....</b>	<b>111</b>
10.1	INTRODUCCIÓN.....	111
10.2	INFLUENCIA DE LA RESISTENCIA DEL ESTÁTOR .....	111
10.3	INFLUENCIA DE LA CONSTANTE DE TIEMPO DEL RÓTOR.....	115
10.4	INFLUENCIA DE LA INDUCTANCIA TRANSITORIA DEL ESTÁTOR.....	119
10.5	INFLUENCIA DE OTROS PARÁMETROS .....	123

10.6	CONCLUSIONES.....	123
<b>11.</b>	<b>CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS .....</b>	<b>125</b>
11.1	INTRODUCCIÓN.....	125
11.2	ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD Y CONTROL VECTORIAL INDIRECTO .....	125
11.3	ESTIMACIÓN DE VELOCIDAD Y CONTROL DIRECTO DEL PAR.....	126
11.4	ERROR CUADRÁTICO MEDIO ENTRE ESTIMADORES DE VELOCIDAD .....	126
11.5	VARIACIÓN DE PARÁMETROS.....	127
11.6	TRABAJOS FUTUROS .....	130
<b>ANEXO A.....</b>		<b>131</b>
A.1	TRANSFORMACIÓN DEL SISTEMA DE REFERENCIA.....	131
A.1.1	TRANSFORMACIÓN DE LOS EJES DE REFERENCIA ESTACIONARIOS ABC A LOS EJES DE REFERENCIA ESTACIONARIOS AB. TRANSFORMACIÓN DE CLARKE.....	131
A.1.2	TRANSFORMACIÓN DE LOS EJES DE REFERENCIA FIJOS A EJES DE REFERENCIA SÍNCRONOS DQ0. TRANSFORMACIÓN DE PARK.....	131
<b>ANEXO B.....</b>		<b>133</b>
B.1	MODELO CONVERTIDOR BACK TO BACK .....	133
B.1.1	CIRCUITO DEL LADO DE RED .....	134
B.1.2	CHOPPER .....	134
B.1.4	CIRCUITO DEL LADO DE RÓTOR.....	134
B.1.5.	MODELO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN .....	135
B.1.6	MODELO DEL SISTEMA RED-CONVERTIDOR-MOTOR-ESTIMADOR.....	135
<b>ANEXO C.....</b>		<b>137</b>
C.1	ESQUEMAS DE SIMULACIONES MATLAB/SIMULINK.....	137
<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>		<b>145</b>

---

## Índice de figuras

---

Figura 1.1.1. Clasificación de técnicas de estimación sensorless. ....	6
Figura 1.1.2. Clasificación de técnicas de control sensorless. ....	7
Figura 3.2.1. Partes principales de una máquina asíncrona. ....	14
Figura 3.3.2. Característica par-velocidad de la máquina asíncrona. ....	15
Figura 3.4.3. Transformación del sistema trifásico en sistemas bifásicos equivalentes. ....	16
Figura 3.4.4. Sistemas de coordenadas $abc$ y $dq$ . ....	16
Figura 3.6.5. Circuito equivalente de una máquina de inducción en coordenadas giratorias $dq$ . ....	21
Figura 3.6.6. Esquema básico para una máquina de inducción haciendo uso del sistema de referencia en ejes giratorios $dq$ . ....	22
Figura 3.7.7. a) Sistemas de coordenadas $abc$ y b) Sistemas de coordenadas $dq$ . ....	22
Figura 4.1.1. Esquema básico de control escalar o V/Hz en lazo cerrado. ....	26
Figura 4.1.2. Diagrama general del control vectorial directo para una máquina de inducción. ....	27
Figura 4.1.3. Esquema básico del control directo del par. ....	28
Figura 4.2.4. Clasificación de controladores sensorless. ....	29
Figura 4.3.5. Esquema de un estimador de velocidad basado MRAS. ....	31
Figura 4.3.6. Esquema de un observador adaptativo para estimación de velocidad. ....	32
Figura 4.3.7. Estructura del filtro de Kalman para estimación de velocidad. ....	32
Figura 4.3.8. Esquema del filtro de Kalman extendido para estimación de velocidad de una máquina de inducción. ....	33
Figura 4.3.9. Esquema de un observador adaptativo para estimación de velocidad. ....	34
Figura 4.3.10. Observador en modo deslizante para estimación de velocidad. ....	35
Figura 4.5.11. Control vectorial orientado con estimación de velocidad con inyección de señal. ....	37
Figura 4.5.12. Distribución del flujo en el entrehierro en una máquina asíncrona. ....	38
Figura 4.5.13. Densidad de flujo con y sin saturación magnética en los dientes. ....	39
Figura 4.5.14. Densidad de flujo con y sin saturación magnética en el núcleo. ....	39
Figura 4.6.15. Estimador de velocidad usando una red neuronal. ....	40
Figura 5.2.1. Control por campo orientado directo de corriente. ....	44
Figura 5.2.2. Control por campo orientado directo de tensión. ....	45
Figura 5.2.3. Control por campo orientado indirecto de corriente. ....	45
Figura 5.4.4. Diagrama de bloques del controlador de flujo orientado. ....	48
Figura 5.4.5. Proceso para simplificar la planta original del controlador de corriente. ....	51
Figura 5.4.6. Diagrama de bloque del controlador de corriente. ....	52
Figura 5.4.7. Diagrama de bloques del controlador de velocidad. ....	53
Figura 6.2.1. Diagrama de bloques del control directo del par (DTC). ....	56
Figura 6.3.2. Control directo del par clásico de una máquina de inducción. ....	58

Figura 6.3.3. Estimador del flujo y del par. ....	58
Figura 6.3.4. Funcionamiento del control de histéresis para el lazo de flujo .....	60
Figura 6.3.5. Funcionamiento del control de histéresis para el lazo del par. ....	60
Figura 6.3.6. Vectores de directrices y sectores en el plano $\alpha\beta$ .....	61
Figura 6.3.7. Determinación del vector de tensión aplicado mediante el vector de flujo magnético.....	62
Figura 6.4.8. Control directo del par con modulación de vectores espaciales de una máquina asíncrona. .....	63
Figura 6.4.9. Principio de la modulación de vectores espaciales.....	64
Figura 6.4.10. Diagrama de bloques de los controladores PI del flujo y del par. ....	65
Figura 6.4.11. Controlador del flujo.....	65
Figura 6.4.12. Controlador de par.....	66
Figura 8.2.1. Evolución de los flujos del rotor en ejes $dq$ .....	84
Figura 8.2.2. Velocidad mecánica del rotor en rpm.....	84
Figura 8.2.3. Corrientes del estator en ejes $dq$ .....	85
Figura 8.2.4. El par electromagnético desarrollado. ....	85
Figura 8.3.5. Simulación de velocidad a velocidad nominal utilizando el estimador en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento.....	86
Figura 8.3.6. Simulación de velocidad a velocidad un 25% de la nominal utilizando el estimador en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento. ....	87
Figura 8.3.7. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a velocidad nominal con estimación de la velocidad de deslizamiento.....	87
Figura 8.3.8. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a un 25% de la velocidad nominal con estimación de la velocidad de deslizamiento. ....	88
Figura 8.4.9. Simulación de velocidad a velocidad nominal utilizando el estimador utilizando el estimador MRAS basado en el flujo de rotor.....	89
Figura 8.4.10. Simulación de velocidad a velocidad un 25% de la nominal utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.....	89
Figura 8.4.11. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a velocidad nominal con estimación mediante MRAS.....	90
Figura 8.4.12. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a un 25% de la velocidad nominal con estimación mediante MRAS.....	90
Figura 8.5.13. Simulación de velocidad a velocidad nominal utilizando el estimador basado en el filtro de Kalman Extendido.....	91
Figura 8.5.14. Simulación de velocidad a 25% de la velocidad nominal utilizando el estimador basado en el filtro de Kalman Extendido.....	91
Figura 8.5.15. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a velocidad nominal con estimación mediante EKF. ....	92
Figura 8.5.16. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a un 25% de la velocidad nominal con estimación mediante EKF.....	92
Figura 8.5.17. Flujo del rotor en ejes $dq$ estimador con EKF.....	93
Figura 8.5.18. Corrientes estimadas en ejes $dq$ con EKF.....	93



Figura 9.2.1. Velocidad mecánica del rotor en rad/s.....	96
Figura 9.2.2. Par electromagnético con el DTC-Clásico. ....	96
Figura 9.2.3. Flujo del rotor en ejes dq con el DTC-Clásico. ....	97
Figura 9.2.4. Corrientes en el estator en ejes dq con el DTC-Clásico. ....	97
Figura 9.3.5. Velocidad mecánica del rotor en rad/s.....	98
Figura 9.3.6. Par electromagnético con el DTC-SVM.....	99
Figura 9.3.7. Flujo del rotor en ejes dq con el DTC-PWM .....	99
Figura 9.3.8. Corrientes en el estator en ejes dq con el DTC-SVM.....	100
Figura 9.4.9. Velocidad mecánica del rotor en rad/s.....	101
Figura 9.4.10. Par electromagnético con el DTC-PWM.....	101
Figura 9.4.11. Corrientes en el estator en ejes dq con el DTC-PWM.....	102
Figura 9.4.12. Flujo del rotor en ejes dq con el DTC-PWM.....	102
Figura 9.5.13. Simulación de velocidad a velocidad nominal utilizando el estimador en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento.....	103
Figura 9.5.14. Simulación de velocidad a un 25% de la velocidad nominal utilizando el estimador en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento. ....	103
Figura 9.5.15. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a velocidad nominal con estimación de la velocidad de deslizamiento.....	104
Figura 9.5.16. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a un 25% velocidad nominal con estimación de la velocidad de deslizamiento. ....	104
Figura 9.6.17. Simulación de velocidad a velocidad nominal utilizando el estimador utilizando el estimador MRAS basado en el flujo de rotor.....	105
Figura 9.6.18. Simulación de velocidad a un 25% de la velocidad nominal utilizando el estimador utilizando el estimador MRAS basado en el flujo de rotor.....	105
Figura 9.6.19. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a velocidad nominal con estimación MRAS.....	106
Figura 9.6.20. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a un 25% velocidad nominal con estimación MRAS. ....	106
Figura 9.7.21. Simulación de velocidad a velocidad nominal utilizando el estimador basado en el filtro de Kalman Extendido.....	107
Figura 9.7.22. Simulación de velocidad a un 25% velocidad nominal utilizando el estimador basado en el filtro de Kalman Extendido.....	107
Figura 9.7.23. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a velocidad nominal con estimación mediante EKF .....	108
Figura 9.7.24. Error entre la velocidad real y la estimada con velocidad nominal y con velocidad 25% de la nominal usando el filtro de Kalman Extendido.....	108
Figura 9.7.25. Corrientes de estator en ejes dq estimador con EKF.....	109
Figura 9.7.26. Flujo del rotor en ejes dq estimador con EKF.....	109
Figura 10.2.1. Efecto del parámetro $r_s$ en la estimación de velocidad mediante el estimador en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento con DTC. ....	112

Figura 10.2.2. Efecto del parámetro $r_s$ en la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en el flujo del rotor con DTC. ....	112
Figura 10.2.3. Efecto del parámetro $r_s$ en la estimación de velocidad mediante el filtro de Kalman Extendido con DTC.....	113
Figura 10.2.4. Efecto del parámetro $r_s$ en la estimación de velocidad mediante el estimador en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento con control vectorial indirecto. ....	114
Figura 10.2.5. Efecto del parámetro $r_s$ en la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en el flujo del rotor con control vectorial indirecto. ....	114
Figura 10.2.6. Efecto del parámetro $r_s$ en la estimación de velocidad mediante el filtro de Kalman Extendido con control vectorial indirecto. ....	115
Figura 10.3.7. Efecto del parámetro $\tau_r$ en la estimación de velocidad mediante el estimador en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento con DTC. ....	116
Figura 10.3.8. Efecto del parámetro $\tau_r$ en la estimación de velocidad mediante el estimador MRAS basado en el flujo del rotor con DTC. ....	116
Figura 10.3.9. Efecto del parámetro $\tau_r$ en la estimación de velocidad mediante el estimador del filtro de Kalman Extendido con DTC.....	117
Figura 10.3.10. Efecto del parámetro $\tau_r$ en la estimación de velocidad mediante el estimador en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento con control vectorial indirecto. ....	118
Figura 10.3.11. Efecto del parámetro $\tau_r$ en la estimación de velocidad mediante el estimador MRAS basado en el flujo del rotor con control vectorial indirecto. ....	118
Figura 10.3.12. Efecto del parámetro $\tau_r$ en la estimación de velocidad mediante el estimador del filtro de Kalman Extendido con control vectorial indirecto.....	119
Figura 10.4.13. Efecto del parámetro $L_\sigma$ en la estimación de velocidad mediante el estimador en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento con DTC. ....	120
Figura 10.4.14. Efecto del parámetro $L_\sigma$ en la estimación de velocidad mediante el estimador MRAS basado en el flujo del rotor con DTC.....	120
Figura 10.4.15. Efecto del parámetro $L_\sigma$ en la estimación de velocidad mediante el estimador del filtro de Kalman Extendido con DTC.....	121
Figura 10.4.16. Efecto del parámetro $L_\sigma$ en la estimación de velocidad mediante el estimador en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento con control vectorial indirecto. ....	122
Figura 10.4.17. Efecto del parámetro $L_\sigma$ en la estimación de velocidad mediante el estimador MRAS basado en el flujo del rotor con control vectorial indirecto. ....	122
Figura 10.4.18. Efecto del parámetro $L_\sigma$ en la estimación de velocidad mediante el estimador del filtro de Kalman Extendido con control vectorial indirecto.....	123
Figura B.1. Esquema del convertidor Back to Back.....	133
Figura B.2. Circuito eléctrico del lado de red vista desde el convertidor.....	134
Figura B.3. Chopper conectado entre los convertidores del lado de red y rotor. ....	134
Figura B.4. Diagrama de bloques general de la implementación en Matlab/Simulink.....	135

Figura C.1. Modelo de Simulink completo del control vectorial de una máquina de inducción.....	137
Figura C.2. Lazo de control vectorial en cascada.....	138
Figura C.3. Controlador de velocidad.....	138
Figura C.4. Bloque del controlador de flujo orientado.....	138
Figura C.5. Bloque del controlador de corriente. ....	139
Figura C.6. Bloques del controlador de corriente en el eje d y en el eje q con feedforward y términos de acoplamiento.....	139
Figura C.7. Modelo de Simulink completo del control directo del par de una máquina de inducción.....	140
Figura C.8. Estimador del par y del flujo magnético del DTC. ....	140
Figura C.9. Control directo del par clásico. ....	141
Figura C.10. Control directo del par con modulación de vectores espaciales.....	141
Figura C.11. Control directo del par con modulación por ancho de pulsos.....	142
Figura C.12. Diagrama de bloques del estimador en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento.....	142
Figura C.13. Diagrama de bloques del estimador MRAS basado en el flujo del rotor.....	143
Figura C.14. Bloque del modelo de referencia del estimador MRAS basado en el flujo del rotor.....	143
Figura C.15. Bloque del modelo ajustable del estimador MRAS basado en el flujo del rotor. ....	143
Figura C.16. Diagrama de bloques del estimador basado en el filtro de Kalman Extendido.....	144
Figura C.17. Código Matlab del algoritmo principal del filtro de Kalman Extendido.....	144

---

## Índice de tablas

---

Tabla 1. Proceso recursivo del algoritmo del filtro de Kalman extendido.....	34
Tabla 2. Resumen de las influencias de los vectores espaciales de la tensión sobre el flujo y el par. ....	57
Tabla 3. Estados óptimos de conmutación para el control directo de par .....	62
Tabla 4. Comparación de los estimadores a velocidad nominal mediante el error cuadrático medio. ...	126
Tabla 5. Error cuadrático medio entre distintos valores de $r_s$ para estimación de velocidad por lazo abierto con velocidad de deslizamiento.....	127
Tabla 6. Error cuadrático medio entre distintos valores de $\tau_r$ para estimación de velocidad por lazo abierto con velocidad de deslizamiento.....	127
Tabla 7. Error cuadrático medio entre distintos valores de $L_\sigma$ para estimación de velocidad por lazo abierto con velocidad de deslizamiento.....	128
Tabla 8. Error cuadrático medio entre distintos valores de $r_s$ para estimación de velocidad por MRAS. ....	128
Tabla 9. Error cuadrático medio entre distintos valores de $\tau_r$ para estimación de velocidad por MRAS. ....	128
Tabla 10. Error cuadrático medio entre distintos valores de $L_\sigma$ para estimación de velocidad por MRAS. ....	129
Tabla 11. Error cuadrático medio entre distintos valores de $r_s$ para estimación de velocidad por EKF. ....	129
Tabla 12. Error cuadrático medio entre distintos valores de $\tau_r$ para estimación de velocidad por EKF. ....	129
Tabla 13. Error cuadrático medio entre distintos valores de $L_\sigma$ para estimación de velocidad por EKF. ....	130
Tabla 14. Transformación abc a $\alpha\beta$ .....	131
Tabla 15. Transformación abc a dq0.....	132
Tabla 16. Transformación abc a dq.....	132
Tabla 17. Parámetros de la máquina de inducción usados en este trabajo.....	135



## Lista de símbolos

### Variables de la máquina asíncronas

$r_s$	Resistencia del estátor
$r_r$	Resistencia del rotor
$L_s$	Inductancia propia del estátor
$L_r$	Inductancia propia del rotor
$L_m$	Inductancia mutua estátor-rotor
$L_\sigma$	Inductancia de fuga
$L_m'$	Inductancia mutua equivalente
$\sigma$	Coefficiente de dispersión de Bolndel
$\tau_s$	Constante de tiempo del estátor
$\tau_r$	Constante de tiempo del rotor
P	Número de par
J	Momento de inercia del motor
B	Coefficiente de fricción viscosa

### Variables eléctricas

$v_s = [v_{\alpha s}, v_{\beta s}]^T$	Vector de la tensión del estátor en el eje
$i_s = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}]^T$	Vector de la corriente del estátor en el eje
$v_r = [v_{\alpha r}, v_{\beta r}]^T$	Vector de la tensión del rotor en el eje
$i_r = [i_{\alpha r}, i_{\beta r}]^T$	Vector de la corriente del rotor en el eje
$\lambda_s = [\lambda_{\alpha s}, \lambda_{\beta s}]^T$	Vector del flujo del estátor en el eje
$\lambda_r = [\lambda_{\alpha r}, \lambda_{\beta r}]^T$	Vector del flujo del rotor en el eje
$i_m$	Vector de la corriente de magnetización en el eje
$e_m$	Vector de la fuerza contraelectromotriz en el eje
$\omega_r$	Velocidad angular del motor
$\omega_e$	Velocidad angular del estátor
$\omega_{sl}$	Velocidad angular de deslizamiento

$\omega_{mr}$	Velocidad angular sincrónica
$\rho_r$	Posición angular del vector flujo del rotor

### **Variables mecánicas**

$T_e$	Par electromagnético
$T_L$	Par de carga
$\omega_m$	Velocidad angular mecánica del rotor





# *Resumen*

---

Este trabajo fin de Master se centra en el estudio detallado de los distintos métodos o técnicas de estimación de la velocidad del rotor de una máquina de inducción.

Se desarrolla el modelo matemático de una máquina de inducción.

Se analizan los fundamentos de los métodos del control por campo orientado obteniéndose así el esquema del control vectorial indirecto de una máquina de inducción en campo orientado. Posteriormente, se analizarán los resultados de simulación obtenidos con este control.

Se analizan los fundamentos de una técnica de control no lineal conocida como control directo del par (DTC). Se analizarán varios métodos de este control "DTC clásico, DTC con modulación SVM". Posteriormente, se analizan los resultados de las simulaciones obtenidos con los tres métodos a fin de mostrar sus ventajas e inconvenientes.

Se describen y analizan distintas técnicas de estimación de la velocidad. A continuación, se obtienen las ventajas e inconvenientes de cada técnica con los distintos métodos de control estudiados, basándose en los resultados de las simulaciones. También se estudiarán los efectos causados en la estimación de ciertos parámetros como: el tiempo de muestreo, el método de integración, la medida de tensiones, las variaciones de los parámetros de la máquina de inducción y los efectos sobre los controladores y estimadores de velocidad de variaciones de la máquina de inducción y los efectos sobre los controladores y estimadores de velocidad de variaciones sobre la zona de trabajo sobre la zona de trabajo de la máquina.

De las conclusiones obtenidas al analizar cada método de estimación contra su robustez frente a las variaciones de los parámetros de la máquina asíncrona se extraerán las técnicas más interesantes con las mejores prestaciones para determinadas aplicaciones reales.



# *Abstract*

---

This master thesis focuses on a detailed study of the different methods to estimate the rotor speed of induction machine based on state equations.

The mathematical model of an induction machine is developed.

The fundamentals of the methods of field-oriented control scheme thus obtaining the indirect vector control for induction machine field oriented are analyzed. Subsequently, the simulation results obtained will be analyzed with this control.

The fundamentals of nonlinear control technique known as direct torque control (DTC) are analyzed. Several methods of this control will be analyzed "classical DTC, DTC with SVM modulation". Subsequently, the simulation results obtained are analyzed with the three methods in order to show their advantages and disadvantages.

The different techniques of speed sensorless estimation are described and analysed. Then, we obtain the advantages and disadvantages of each technique with the different control methods. Based on the results of the simulations are obtained sampling time, the integration method, the measurement of voltages, the variations of the parameters of the induction machine and the effects on the controllers and estimators speed: the effects on the estimation of certain parameters as will also be studied variations of the induction machine and the effects on the drivers and speed estimators variations on the operational range the machine.

From the conclusions obtained by analyzing each estimation method against its robustness against variations in the parameters of the asynchronous machine, the most interesting techniques are extracted with the best performance for real applications.



# 1. Introducción

---

Las máquinas asíncronas o de inducción son de alta eficiencia, robustas y de gran resistencia. Este tipo de máquinas son de bajo coste relativamente y con simplicidad en su diseño. Además tienen gran durabilidad, fiabilidad y no requieren demasiado mantenimiento. Todo esto hace de este tipo de máquina eléctrica que tenga un gran uso industrial: motores de tracción ferroviaria, aplicaciones de aerogeneración, etc.

El control de una máquina asíncrona es un problema complejo de resolver dado que es un sistema multivariable y además es un sistema con fuertes no linealidades. Desde el punto de vista de la ingeniería de control, la complejidad de las técnicas de control empleadas se incrementa para garantizar un funcionamiento de altas prestaciones. Cuando esto se requiere, se debe utilizar un control en lazo cerrado. Sin embargo, el par de la máquina depende del flujo del entrehierro y de la velocidad de giro del rotor, siendo la relación del par con ambas fuertemente no lineal.

La importancia de las máquinas asíncronas en la industria, que son relativamente baratas y robustas en comparación con los motores de continua han suscitado un gran interés y, se han realizado gran cantidad de estudios sobre este tipo de máquinas. Desde el campo de la investigación, se están dedicando muchos esfuerzos a la aplicación de nuevas técnicas de control sin sensor o también llamadas “*sensorless*” para conseguir una estimación de variables óptima.

En los últimos años se ha hecho un gran esfuerzo para conseguir una buena estimación de la velocidad de giro del rotor de las máquinas asíncronas para así evitar la inclusión de sensores de velocidad o posición en el motor. Se entiende el término *sensorless* como algo que engloba a los sistemas de control de motores que reducen el número de sensores necesarios para su implementación.

En general se puede prescindir del sensor de medida la velocidad, o bien eliminar los sensores de par y/o flujo necesarios en un control vectorial o control directo del par. Al eliminar alguno de los sensores, se pueden obtener algunas de las siguientes ventajas:

- Disminuir el coste, debido al conjunto sensor - acoplamiento al eje del motor.
- Reducción sensibilidad al ruido eléctrico.
- Reducir el coste de mantenimiento.
- No aumenta la inercia del sistema, que no es deseable en sistemas de control en motores de baja potencia.
- Estos esquemas de control tienen un rendimiento alto en condiciones dinámicas.

- Los algoritmos pueden ser implementados de forma eficiente en procesadores digitales e tiempo real.
- La diferencia de coste entre la implementación de esquemas avanzados y la caída de rendimiento del esquema de control es mínima.

Las primeras técnicas desarrolladas e introducidas tenían por objetivo estimar el deslizamiento de la máquina de inducción. Después, se han desarrollado técnicas que se basan en las ecuaciones de estado de la máquina asíncrona, las cuales tienen una dependencia directa de los parámetros de la máquina. Dichos parámetros se ven afectados por la temperatura, la frecuencia y el nivel de saturación por lo que las prestaciones del sistema de control varían según la zona de trabajo en la que esté la máquina.

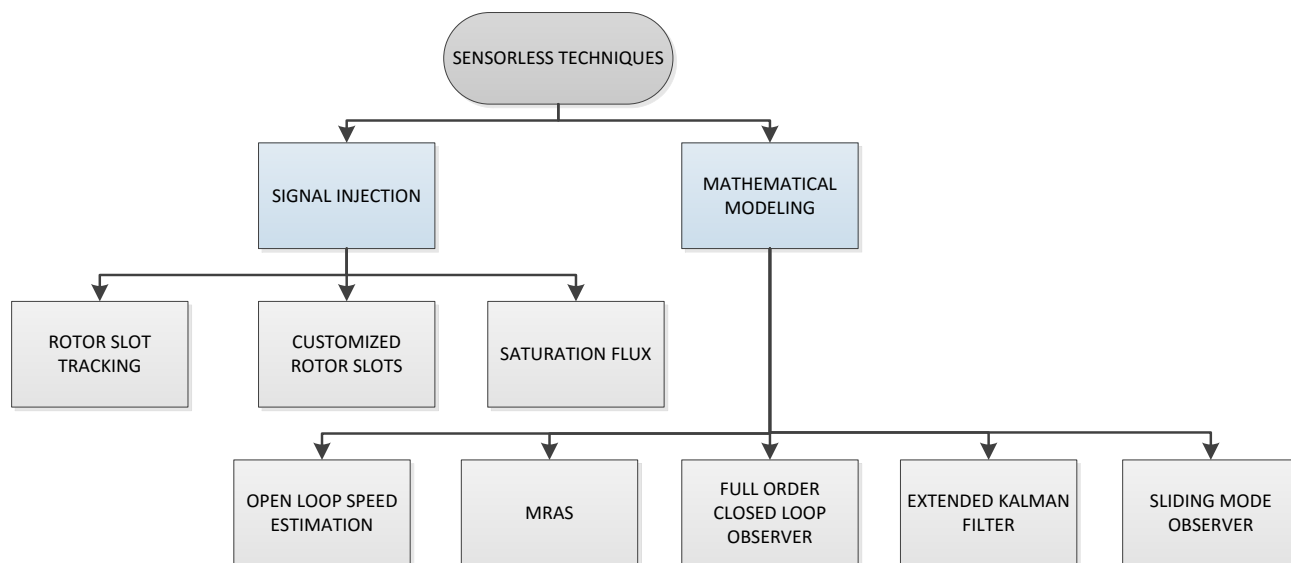


Figura 1.1.1. Clasificación de técnicas de estimación sensorless.

La Figura 1.1.1 en [14] muestra una clasificación de distintas técnicas sensorless para la estimación de velocidad. Como se aprecia en el esquema de la figura estos métodos se dividen en dos grupos, los que están basados en el modelo matemático del motor de inducción y los basados en la inyección de una señal. Los primeros ofrecen un mejor rendimiento en la estimación de velocidades altas y, los segundos tienen su mejor rendimiento a velocidades bajas. La Figura 1.1.2 muestra una clasificación de técnicas de control sensorless desde el punto de vista de la estrategia de control. En ella se puede observar una división entre técnicas escalares y técnicas de control vectorial.

Los métodos basados en el modelo matemático de la máquina asíncrona están caracterizados por su simplicidad y buen rendimiento a altas velocidades, pero estos mismos métodos muestran un bajo rendimiento a velocidades bajas debido a las variaciones de los parámetros.

Los métodos más recientes de estimadores se basan en sistemas adaptativos, observadores e inteligencia artificial.

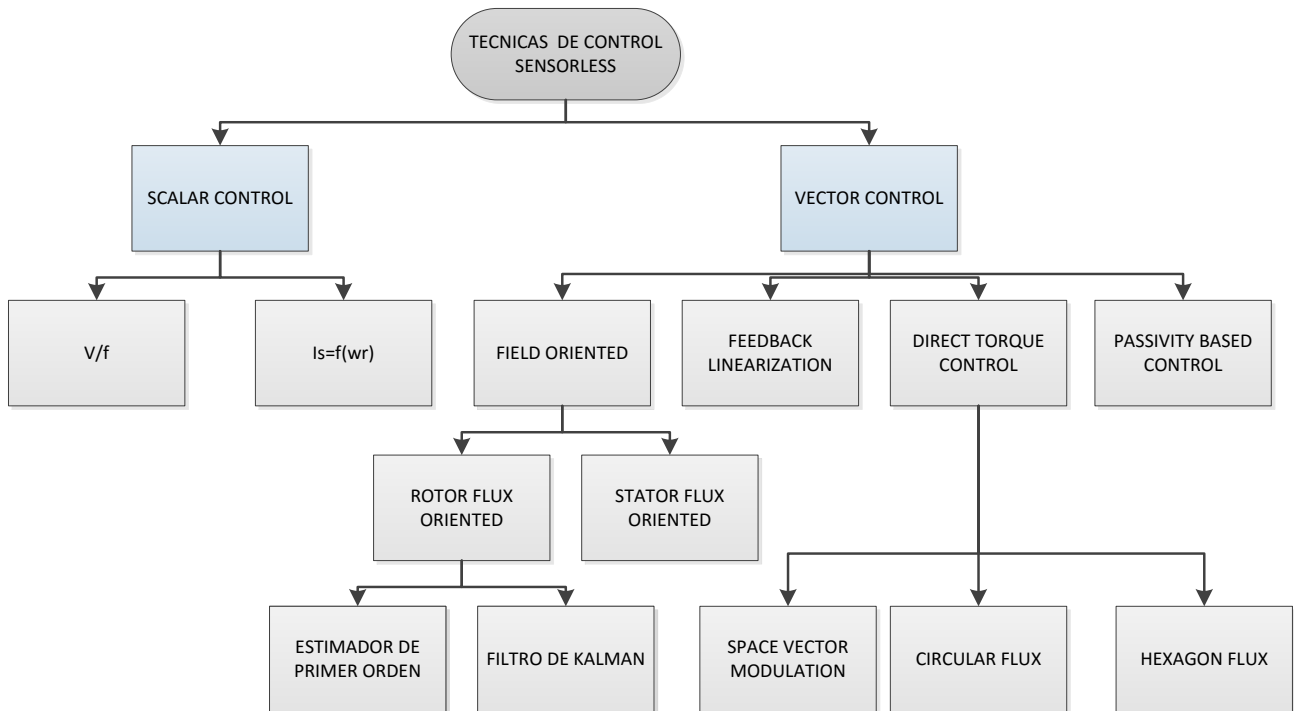


Figura 1.1.2. Clasificación de técnicas de control sensorless.

## 1.1. Objetivo y planteamiento

Los objetivos de este trabajo son los siguientes:

- Análisis sobre el modelado de la máquina asíncrona. Aspectos generales y modelado matemático de la máquina asíncrona.
- Análisis de distintas técnicas de estimación basadas en sistemas adaptativos y observadores. Estudio del filtro de Kalman extendido.
- Análisis de técnicas para estimación y comparar la complejidad de las mismas respecto al filtro de Kalman extendido.
- Modelar y simular diferentes esquemas de control vectorial por campo orientado de la máquina asíncrona y control directo del par.
- Modelar y simular diferentes esquemas de control “sensorless” de la máquina asíncrona, estimando la velocidad de rotor y la velocidad de deslizamiento.
- Control adaptativo aplicando el filtro de Kalman extendido (EKF), estimando la velocidad de rotor.
- Analizar y comparar la fiabilidad de los distintos estimadores estudiados e implementados en simulación sobre el control sensorless y control adaptativo en la máquina asíncrona.



En este trabajo se describen y simulan dos métodos de control: control vectorial indirecto y el control directo del par. Basados en estos métodos se estudian y simulan varias técnicas de estimación: estimación basada en lazo abierto y ecuaciones de estado, estimación basada en modelo de referencia adaptativa y estimación basada en el filtro de Kalman Extendido.

## 1.2 Estructura del trabajo

En este trabajo se divide en 10 capítulos desde los cuales se realiza una introducción y un estudio del estado de arte de las diferentes técnicas de control y estimación sin sensor o sensorless. A continuación se estudiará la máquina asíncrona para la cual se aplicarán técnicas sensorless y distintos tipos de estrategias de control y estimación para la misma. Posteriormente, se implementarán varias de estas técnicas y se analizarán resultados. Este trabajo se divide en los siguientes capítulos:

- El capítulo 1 Introducción: se hace una pequeña introducción control *sensorless* y los objetivos que persigue.
- El capítulo 2 Estado del arte: se hace una pequeña reseña sobre los resultados que se han obtenido en la actualidad sobre el control *sensorless* y las técnicas de estimación asociadas existentes.
- El capítulo 3 Modelado de la máquina de inducción: Explicación del modelo matemático de la máquina de inducción.
- El capítulo 4 Control *sensorless* de máquinas de inducción: se realiza una explicación sobre técnicas de control y estimación *sensorless* para máquinas asíncronas.
- El capítulo 5 Control vectorial de la máquina de inducción: se explica cómo funciona y se implementa esta técnica.
- El capítulo 6 Control directo del par (DTC) de la máquina de inducción: se explica cómo funciona y se implementa esta técnica.
- El capítulo 7 Técnicas de estimación de velocidad en máquinas de inducción: se explican con funcionan y se implementan varias técnicas de estimación de velocidad asociadas al controladores *sensorless*.
- El capítulo 8 Métodos de estimación usando control vectorial: se explica cómo funcionan y se implementan las técnicas de estimación asociadas a esta estrategia de control. Se muestran resultados obtenidos.
- El capítulo 9 Métodos de estimación usando DTC: se explica cómo funcionan y se implementan las técnicas de estimación asociadas a esta estrategia de control. Se muestran resultados obtenidos.
- El capítulo 10 Variación de parámetros en la estimación de velocidad: se explica el efecto sobre la variación de algunos parámetros de la máquina de inducción.
- El capítulo 11 Conclusiones y trabajos futuros.
- Anexo A: donde se detalla la transformación de un sistema en ejes de referencia.
- Anexo B: donde se explica la configuración del sistema simulado.
- Anexo C: donde se detallan las simulaciones con Matlab/Simulink de este trabajo.

## *2. Estado del arte*

---

La máquina de inducción es la máquina más utilizada en procesos de velocidad constante, por su construcción simple y robusta. Además, es conocida por su robustez, bajo coste y fiabilidad. Sin embargo, el modelo eléctrico se caracteriza por un comportamiento dinámico fuertemente no lineal y multivariable lo que hace muy complejo el control del motor de un inducción con velocidad variable.

A partir de los grandes avances en electrónica de potencia y microcontroladores, el control de una máquina de inducción se está desarrollando mucho en la actualidad. Existen diferentes técnicas para el control del motor de inducción, como son las técnicas de control escalar, de control por campo orientado o vectorial, de control directo de par, técnicas de control no lineales y otras técnicas de control óptimo e inteligente.

Las técnicas de control para máquinas de inducción buscan conseguir desacoplar el par y el flujo magnético para conseguir un rendimiento alto en la máquina. Por ejemplo, el control vectorial ha buscado efectuar el control del flujo magnético con un enfoque similar al control de una máquina de corriente continua. La máquina de corriente continua ha sido ampliamente utilizada en aplicaciones de velocidad variable, donde el par y el flujo están naturalmente desacoplados y que pueden ser controlados de manera independientemente, mediante sus corrientes de campo y de armadura.

En los años 50's surgen las primeras técnicas de control en motores de inducción. Estas técnicas denominadas técnicas de control escalar. Estas consisten en la variación de la amplitud y frecuencia de los tensiones aplicadas en el estátor.

A principios de los 80's surge el control vectorial o por campo orientado (FOC, Field Oriented Control), que trata de desacoplar el flujo magnético y el par electromagnético permitiendo el control de velocidad del motor de inducción de forma independiente al control de par. Esta técnica de control "linealizada" funciona bien en sistemas no lineales, lo que ha permitido su uso ampliamente.

A mediados de los 80's surge una técnica de control para motores de inducción llamada Control Directo de Par (DTC, Direct Torque Control). M. Depenbrok, I. Takahashi, y T. Noguchi proponen esta técnica de control que consiste en el control del par electromagnético y de la velocidad del motor mediante la selección óptima de los estados de conmutación en un inversor trifásico que obtiene las tensiones de alimentación en el estátor [7], [8]. Esta técnica tiene la ventaja de ser sencilla matemáticamente y tiene la desventaja de que si la frecuencia de las tensiones de alimentación del estátor no es constante puede provocar un rizado en el par electromagnético de la máquina.

Otros métodos basados en el control no lineal que dan solución al control de máquinas asíncronas son el control robusto y el control adaptable [6], sin embargo este tipo de técnicas poseen la desventaja de ser matemáticamente complicadas.

Por otro lado, las motivaciones económicas de rebajar costes en procesos de la producción y mantenimiento tuvieron como consecuencia la propuesta de una nueva técnica llamada control sensorless [1] y [2].

El problema principal de control sensorless de la máquina asíncrona es el diseño de observadores de la velocidad del rotor para la sustitución directa del sensor de medida de velocidad real como se propone en [9] y [10]. Durante el diseño de observadores surgieron problemas como que los esquemas de control sólo se podían aplicar para velocidad constante, debido a que en otras zonas de operación más complejas aparecen comportamientos no explicados y que se considera que no se puede medir la velocidad del rotor en dichas zonas de trabajo del motor [3]. Se han propuesto diversas maneras para resolver estos inconvenientes [4] relacionados con las propiedades de observabilidad de la máquina asíncrona por ser un sistema fuertemente no lineal.

Los siguientes autores [9] clasifican las contribuciones en estimación de variables sensorless en: métodos de salientes espaciales con excitación fundamental e inyección de señal de alta frecuencia, filtro de Kalman Extendido y el control adaptativo con modelo referencia.

A pesar de la extensa literatura científica que existe hoy sobre el control *sensorless*, desde el punto de vista de la teoría de control de la máquina de inducción aún están abiertas algunas líneas de investigación como:

- Simplificaciones en los parámetros de la máquina que afectan dinámica de velocidad.
- El uso de la integración de variables en los esquemas de control aplicados al motor de inducción.
- Pocas contribuciones están basadas técnicas de robusto.

## **2.1 Control de la máquina de inducción**

A continuación se describe brevemente los esquemas de control más utilizados para el control de velocidad de la máquina asíncrona.

### **2.1.1 Control directo del par**

El Control Directo de Par o DTC consiste en el control de seguimiento del par electromagnético y del flujo magnético producido en el estator y a su vez efectuar el control de la velocidad. El control directo de par está basado en dos lazos, uno de par y otro de flujo, cada lazo cuenta un control por histéresis que procesa los errores de par y flujo. Las ventajas que presenta el control directo de par son las siguientes:

- Rápida respuesta en la variación del par.
- Control de par cuando las tensiones de alimentación son a bajas frecuencias.
- Respuesta dinámica rápida ante cambios repentinos de carga mecánica, es decir las condiciones de operación en estado estacionario se recuperan rápidamente.
- Diseño matemáticamente sencillo lo que facilita su implementación ahorrando tiempo en el cálculo y la medición de variables.

Las desventajas del control directo de par son de las siguientes:

- Se tiene un rizo en el par electromagnético del motor.
- El seguimiento de par se pierde si la frecuencia de las tensiones de alimentación es demasiado baja ( $< 10$  Hz).
- El diseño matemático del control directo de par no involucra forzosamente un análisis de estabilidad como en el caso de los controladores no lineales. Será necesario un análisis de estabilidad si se desea conocer bajo qué condiciones puede operar sin desestabilizarse.

### **2.1.2 Control vectorial**

El Control vectorial o también conocido como control orientado de campo, FOC (Field Oriented Control) es uno de los métodos usados para realizar el control del flujo magnético y par de forma desacoplada del motor asíncrono mediante el uso de un convertidor de frecuencia variable.

El uso de esta técnica de control desarrollada por Blaschke y Hasse de la máquina de inducción es muy frecuente en operaciones que requieren un gran rendimiento. Esta estrategia de control, permite controlar de manera independiente la magnetización de la máquina y el par desarrollado como en una máquina de corriente continua [12].

Existen básicamente dos técnicas de control vectorial: directo e indirecto. La primera se implementa a partir de la medición directa del módulo y la posición del vector espacial del flujo que hace de referencia. La segunda técnica hace uso de un modelo que depende de los parámetros de la máquina, que a su vez dependen de parámetros como la temperatura y la saturación.

## **2.2 Control de velocidad usando algoritmos avanzados**

Las primeras técnicas desarrolladas para la estimación de la velocidad trataban de estimar el deslizamiento de la máquina, aunque estas eran válidas para deslizamientos pequeños y en estado estacionario. Más tarde se desarrollaron otros métodos basados en las ecuaciones de estado de la máquina, esta técnica presenta una fuerte dependencia de parámetros de la máquina como la temperatura, frecuencia, saturación, etc. Estos estimadores tienen algunas limitaciones como que la estimación de velocidad dependen de la constante de tiempo del rotor, presenta inestabilidad a velocidades bajas o no se puede observar la velocidad a frecuencia cero.

Posteriormente se presentaron nuevas técnicas de estimación de velocidad basadas en sistemas adaptativos y de inteligencia artificial que tratan de reducir la dependencia de los parámetros de la máquina y también mejorar las prestaciones dinámicas de la misma.

## **2.3 Conclusiones**

El control *sensorless* de la máquina asíncrona ha atraído la atención de la comunidad científica de la rama de ingeniería de control, ya que una máquina de inducción en un sistema fuertemente no lineal y se establece como un reto complejo e interesante para los investigadores diseñar sistemas de control robustos y eficientes sin sensor.

El objetivo de este trabajo es entender las posibilidades y limitaciones teóricas para lograr esquemas de estimación de velocidad fiables para máquinas asíncronas sin sensor de velocidad así como explorar qué posibles soluciones existen para resolver problemas de control *sensorless*.



## ***3. Modelado de la máquina de inducción***

---

En este capítulo se describe y se analiza el modelo matemático de la máquina de inducción así como otros aspectos físicos de la máquina.

### ***3.1 Introducción***

La máquina de inducción tiene unas características anisótropas y unas características constructivas que hacen que sea un sistema complejo para analizar y para modelar. Con el objetivo de simplificar el modelado se hace un cambio de coordenadas en el sistema de referencia con el fin de obtener un modelo más sencillo para el control de la máquina asíncrona. Este cambio de referencia también es necesario para aplicar un control vectorial sobre la máquina.

A partir del modelo físico del motor de inducción se obtiene el modelo matemático del motor trifásico de inducción. Se modela como un sistema electromecánico que transforma energía eléctrica en mecánica y viceversa. El modelo dinámico de una máquina de inducción estará definido por el sistema de ecuaciones diferenciales que representan el comportamiento eléctrico y mecánico de la máquina.

La máquina asíncrona o de inducción es un tipo de máquina eléctrica de corriente alterna. El motor asíncrono trifásico está formado por un estátor y un rotor. El estátor se compone de unas bobinas inductoras. Estas son trifásicas y están desfasadas  $120^\circ$  entre sí. El rotor está en el eje de la máquina y este puede ser de dos tipos: de jaula de ardilla o de rotor bobinado. Cuando se hace circular una corriente por las bobinas del estátor se induce un campo magnético giratorio que hace girar el rotor.

En este capítulo se obtienen las ecuaciones de las tensiones y corrientes, así como del flujo y del par desarrollado a partir de transformaciones matemáticas. También se obtiene la ecuación del par y la ecuación mecánica. Estas ecuaciones se expresan en diferentes sistemas de coordenadas, obteniéndose diferentes expresiones para el mismo modelo en dependencia del sistema de coordenadas seleccionado.

### ***3.2 Aspectos constructivos***

La máquina asíncrona está compuesta del estátor y del rotor. El estátor está montado a una carcasa que posee una base para su fijación y el rotor está montado sobre un eje fijado en los laterales de la máquina.

El estátor y el rotor están compuestos por material magnético de alta permeabilidad para formar un circuito de baja reluctancia. El hueco existente entre el estátor y el rotor es denominada entrehierro.

Las superficies del estátor y del rotor están cubiertas de ranuras donde están montadas las bobinas que componen los arrollamientos del estátor y del rotor. Estos bobinados producen un campo magnético que produce el par del motor cuando una corriente eléctrica circula por ellos.

El bobinado del estátor está constituido de tres conjuntos de bobinas, cada una se corresponde a una fase. Estas fases se denominarán fase a, b y c. Las bobinas de las fases a, b y c están desfasadas 120 grados entre sí. Estos bobinados tienen el mismo número de espira y la misma resistencia. La muestra las partes principales de motor de inducción.

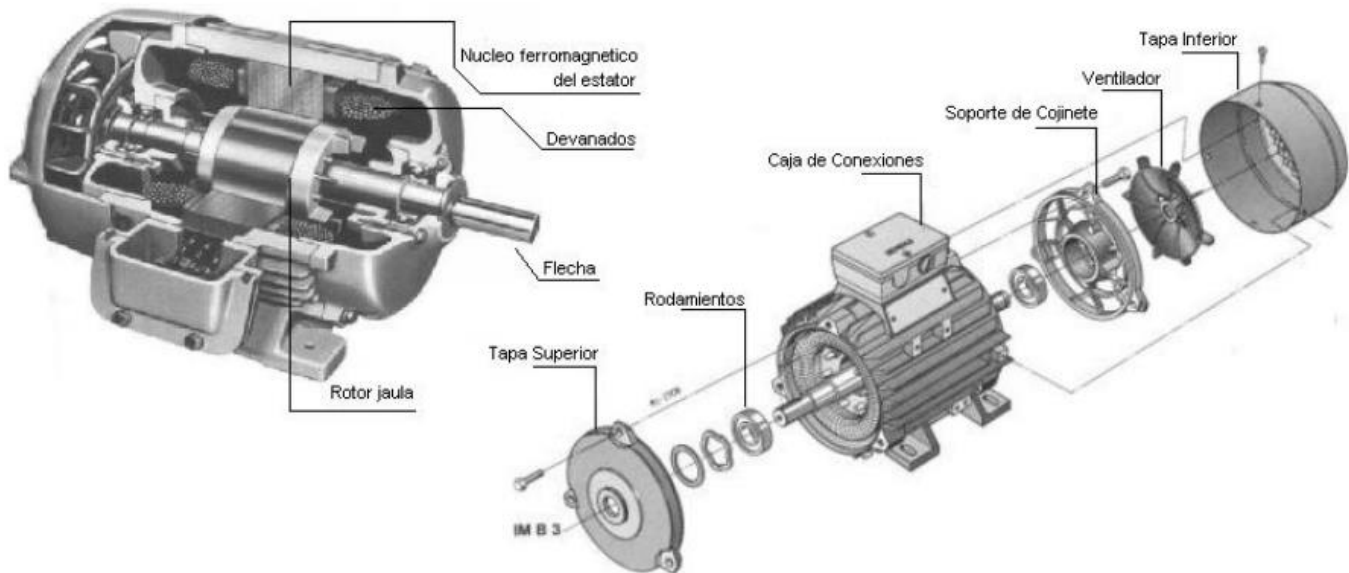


Figura 3.2.1. Partes principales de una máquina asíncrona.

Existen dos tipos de máquinas de inducción: de rotor bobinado y de tipo de jaula de ardilla. El motor de inducción de jaula de ardilla tiene el arrollamiento del rotor constituido por unas barras de aluminio o de acero embutidas dentro del núcleo ferromagnético y están cortocircuitadas en sus extremos por dos anillos. Este tipo de máquina no puede conectar ese devanado con el exterior. El otro tipo, denominado motor de inducción con rotor bobinado, está caracterizado por tener tres devanados en el rotor conectados a tres anillos colectores sobre el mismo eje de forma parecida a la disposición del estátor. En este caso los devanados del estátor se suelen conectar en estrella.

Los motores de jaula de ardilla son más usados ya que presentan algunas ventajas como que tienen mejores propiedades en el arranque, un menor peso, menor coste o son más robustos.

### 3.3 Principio de funcionamiento de la máquina asíncrona

Las máquinas de inducción pueden funcionar como motor o como generador. La diferencia entre un modo de operación u otro estriba en el sentido en el que fluye la corriente en la máquina. Cuando la máquina está funcionando como motor se inyecta una tensión de CA que da movimiento al rotor convirtiendo energía eléctrica en energía mecánica. El principio de funcionamiento de un motor de inducción tipo de jaula de ardilla es el siguiente:

Se aplica una tensión alterna trifásica a los devanados del estátor que hace circular una corriente a través de estos y a su vez se crea un flujo magnético variante en el tiempo. Este flujo envuelve al núcleo ferromagnético del rotor y gira alrededor de este, en ese instante se induce una tensión en las barras del rotor y crean corrientes circulantes en las barras. Las corrientes que circulan por las barras crean un campo magnético que interacciones con el campo magnético que crean los devanados del estátor. Esta interacción provoca que el flujo magnético producido por el rotor siga al producido por el estátor y esto hará

que también arrastre al núcleo ferromagnético del rotor. Así el eje de la máquina tendrá un movimiento giratorio que aumentará de velocidad hasta prácticamente su velocidad nominal.

El efecto de la tensión inducida en las barras del rotor que produce la máquina debido a la presencia de un flujo magnético se conoce como ley de Lenz. Esta tensión inducida es directamente proporcional al cambio de flujo magnético por el número de espiras del devanado que lo produce, esto se denomina la ley de Faraday.

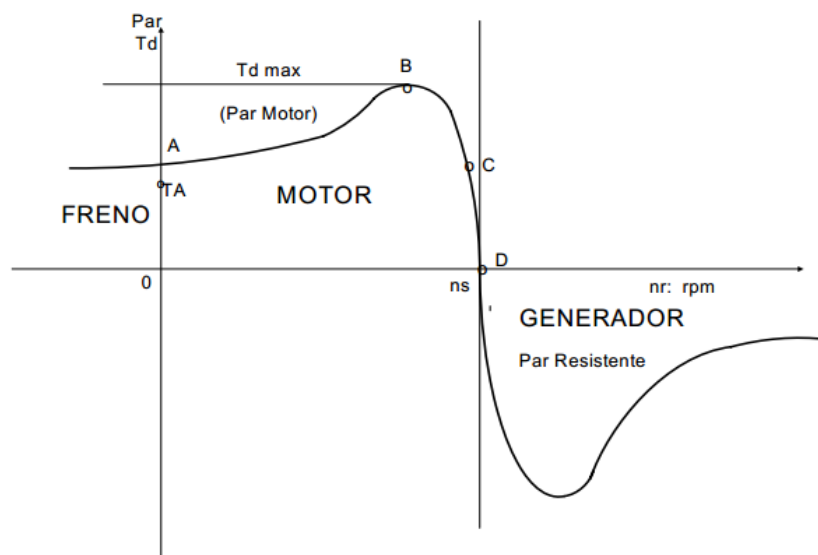


Figura 3.3.2. Característica par-velocidad de la máquina asíncrona.

### 3.4 Sistema de coordenadas rotatorias en ejes $dq$

El modelo de la máquina de inducción es complejo para realizar un análisis y un control con precisión sobre sus propiedades y su comportamiento en régimen de operación. Esta complejidad se relaciona con la dependencia de la inductancia mutua estátor-rotor con la posición del rotor. Por este motivo, y para poder aplicar técnicas de control vectoriales sobre la máquina se busca una manera ficticia de desacoplar su bobinado para poder independizar la corriente que produce el flujo magnético y la corriente que produce el par motor.

Debido a que las máquinas asíncronas no tienen dos bobinados desacoplados, se crea una referencia circuital ficticia y equivalente de dos bobinados colocados en cuadratura ( $90^\circ$  grados eléctricos) en el estátor, reemplazando así los tres bobinados reales. Se obtiene así un sistema bifásico de corrientes en cuadratura que gira síncronamente con el campo magnético del rotor a partir del sistema trifásico de corrientes estáticas inicial. La introducción de este cambio de variables simplifica el modelo de la máquina de inducción.

El primer paso se realiza efectuando un cambio de tres ejes fijos a dos ejes fijos, este cambio se denomina la transformada de Clarke. Estos ejes son denominados  $\alpha\beta$ . El segundo paso se realiza haciendo el cambio a dos ejes en cuadratura que giren a la misma velocidad  $\omega$  del vector espacial. Esto consigue que entre el vector y estos ejes no exista movimiento relativo. Sus proyecciones se mantendrán constantes y sólo cambiarán cuando cambie el vector. Estos ejes son denominados ejes  $dq0$  (direct-quadrature). Este segundo paso se denomina como la transformada de Park. La Figura 3.4.4 muestra las transformaciones de Park y Clarke.



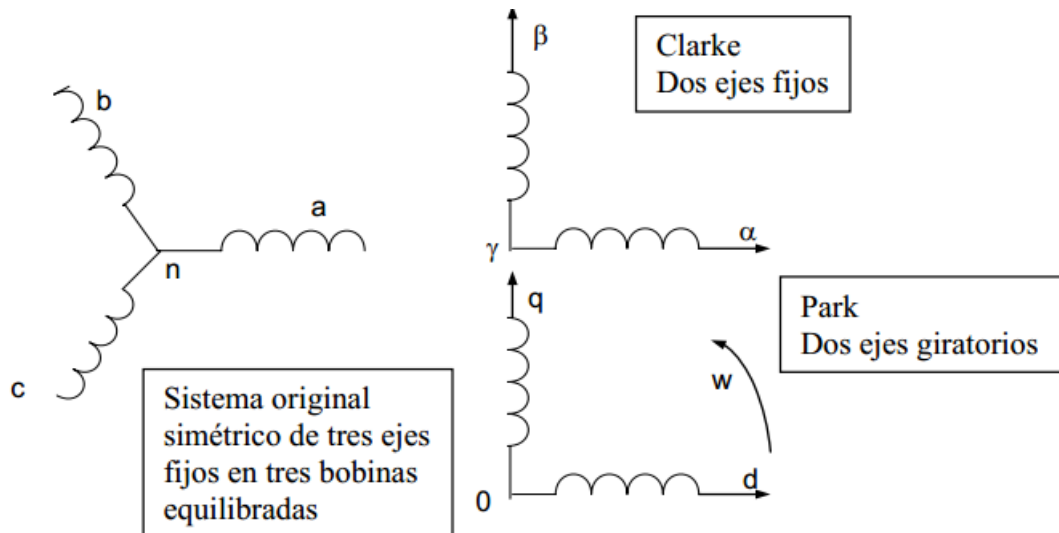


Figura 3.4.3. Transformación del sistema trifásico en sistemas bifásicos equivalentes.

La Figura 3.4.4 representa los sistemas de coordenadas  $abc$  y  $dq$  mostrando la relación geométrica entre el sistema de coordenadas cartesianas  $abc$  y el sistema de coordenadas giratorias  $dq$ , con  $\omega_e$  y  $\theta$ :

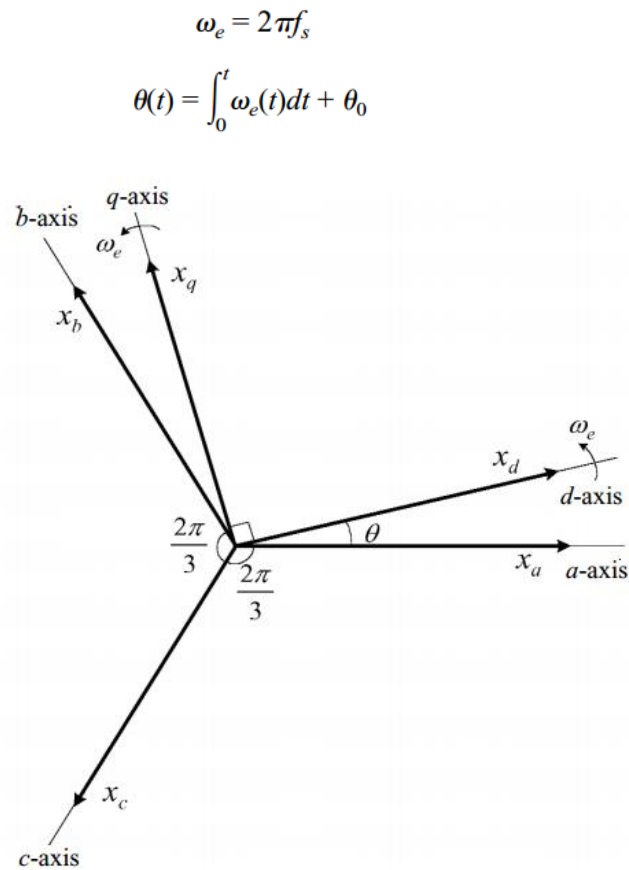


Figura 3.4.4. Sistemas de coordenadas  $abc$  y  $dq$ .

Donde  $f_s$  es la frecuencia del estátor y  $\theta$  el ángulo entre el eje  $a$  de coordenadas  $abc$  y el eje  $d$  de coordenadas  $dq$ .

La relación entre las variables de los dos sistemas de coordenadas está dada como se muestra a continuación:

$$T_{abc \rightarrow dq}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (1)$$

Siendo  $\theta = \int \omega(t) dt$

Su transformación inversa viene dada por:

$$T_{dq \rightarrow abc}(\theta) = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (2)$$

Las transformaciones del sistema trifásico a ejes  $\alpha\beta$  y a ejes  $dq$  son válidas ya que las fuerzas magnetomotrices de la máquina de inducción en ambos sistemas son iguales y por lo tanto los parámetros de la mismo no son alterados. La transformación está basada en que cualquier magnitud trifásica puede representarse por un vector espacial que gira con una velocidad angular  $w$ . En el anexo A de este trabajo se realiza una explicación con detalle sobre la transformación a ejes de referencia.

### 3.5 Modelo matemático de la máquina de inducción

El modelo matemático fundamental de la máquina asíncrona en ejes de referencia en está definido por las ecuaciones que se describen a continuación.

#### 3.5.1 Ecuaciones del flujo

Ya que se considera lineal el medio magnético, se puede utilizar el principio de superposición para obtener las expresiones de los flujos del estátor y del rotor:

$$\lambda_s = L_s i_s + L_{sr}(\theta_r) i_r \quad (3)$$

$$\lambda_r = L_r i_r + L_{rs}(\theta_r) i_s \quad (4)$$

Escribiendo en una forma matricial se obtiene:

$$\begin{pmatrix} \lambda_s \\ \lambda_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & L_{sr}(\theta_r) \\ L_{sr}'(\theta_r) & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix} \quad (5)$$

Siendo:

$$\lambda_s = \begin{pmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{pmatrix} \quad \lambda_r = \begin{pmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{pmatrix} \quad i_s = \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} \quad i_r = \begin{pmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$L_s = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_{ss} & L_{ms} & L_{ms} \\ L_{ms} & L_{ls} + L_{ss} & L_{ms} \\ L_{ms} & L_{ms} & L_{ls} + L_{ss} \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$L_r = \begin{pmatrix} L_{lr} + L_{rr} & L_{mr} & L_{mr} \\ L_{mr} & L_{lr} + L_{rr} & L_{mr} \\ L_{mr} & L_{mr} & L_{lr} + L_{rr} \end{pmatrix} \quad (8)$$

$$L_{sr}(\theta_r) = L_{rs}^t(\theta_r) = L_{sr} \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (9)$$

Siendo:

- $L_{ss}$  es la inductancia propia del estátor por fase.
- $L_{rr}$  es la inductancia propia del rotor por fase.
- $L_{ls}$  es la inductancia de dispersión correspondiente a un arrollamiento de una fase del estátor.
- $L_{lr}$  es equivalente a  $L_{ls}$  en relación al rotor.
- $L_{ms}$  es la inductancia de magnetización correspondiente a un enrollado de una fase dada del estátor.
- $L_{mr}$  es equivalente a  $L_{ms}$  en relación al rotor.
- $L_{sr}$  es el valor máximo de inductancia mutua entre el arrollamiento de una fase dada del estátor y el arrollamiento dado de una fase del rotor.

### 3.5.2 Ecuaciones de tensión

Las expresiones obtenidas de los flujos en los arrollamientos de las fases del estátor y el rotor se obtienen de las expresiones para las tensiones de los terminales de los arrollamientos utilizando la relación de tensión corriente en un circuito RL, y está dada por:

$$v = ri + \frac{d\lambda}{dt} \quad (10)$$

Utilizando las ecuaciones de flujo, se obtiene la siguiente forma matricial de las tensiones del estátor y del rotor:

$$\begin{pmatrix} v_s \\ v_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_s & L_{sr}(\theta_r) \\ L_{sr}^t(\theta_r) & L_r \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left[ \begin{pmatrix} L_s & L_{sr}(\theta_r) \\ L_{sr}^t(\theta_r) & L_r \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{pmatrix} v_s \\ v_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_s & L_{sr}(\theta_r) \\ L_{sr}^t(\theta_r) & L_r \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix} + \omega_r \frac{d}{d\theta_r} \left[ \begin{pmatrix} L_s & L_{sr}(\theta_r) \\ L_{sr}^t(\theta_r) & L_r \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix} \quad (12)$$

### 3.5.3 Ecuaciones del par electromagnético

El par se produce por interacción entre los flujos del rotor y el estator. Esta interacción produce una variación de la inductancia mutua del estator y del rotor en función de la posición de este.

La expresión del par electromagnético se obtiene a partir de la expresión de la energía almacenada en el circuito magnético a través de la siguiente relación:

$$T_e = \frac{dW_e}{d\theta_m} \quad (13)$$

En el caso de una máquina asíncrona, se puede expresar  $W_e$  de la siguiente forma:

$$W_e = i_s^t L_s i_s + i_r^t L_r i_r + i_s^t L_{sr}(\theta_r) i_r \quad (14)$$

De las expresiones (13) y (14) se obtiene la siguiente expresión del par electromagnético:

$$T_e = i_s^t \frac{dL_{sr}(\theta_r)}{d\theta_m} i_r = i_s^t \frac{d\theta_r}{d\theta_m} \frac{dL_{sr}(\theta_r)}{d\theta_r} i_r = p i_s^t \frac{dL_{sr}(\theta_r)}{d\theta_r} i_r \quad (15)$$

### 3.5.4 Ecuación mecánica

La ecuación mecánica relaciona las variables eléctricas de la máquina de inducción con la carga. Esta expresión describe el comportamiento de la velocidad mecánica y de la velocidad del rotor en función del par electromagnético y los parámetros de la carga. En términos de la velocidad mecánica se escribe la ecuación mecánica de la siguiente forma:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + B \omega_m = T_e - T_{mech} \quad (16)$$

Se puede escribir también la ecuación (16) en términos de la velocidad eléctrica del rotor  $\omega_r$ ,

$$\omega_m = \frac{\omega_r}{p} \quad (17)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + B \omega_r = p(T_e - T_{mech}) \quad (18)$$

Siendo  $p$  el número de pares de polos,  $\omega_m$  la velocidad mecánica del rotor,  $\omega_r$  la velocidad eléctrica del rotor y  $B$  el coeficiente de fricción viscosa.

Las ecuaciones (5), (12), (15) y (18) describen el comportamiento de un motor trifásico de inducción de  $p$  polos alimentado por tensión. Las características que se depreden de este modelo son las siguientes:

- El modelo es variante en el tiempo, ya que la inductancia mutua del estator-rotor varía con la posición del rotor.
- El modelo es no lineal debido a los productos de las corrientes en la ecuación del par y el producto de la velocidad angular del rotor en las ecuaciones de los tensiones.

Estas características nos indican que el modelo de la máquina es bastante complejo. Como se explicado anteriormente se realizada un cambio de variable en el sistema de coordenadas de referencia a coordenadas rotatorias en ejes  $dq$  para reducir la complejidad del modelo del motor de inducción.

### 3.5.5 Ecuaciones del flujo en ejes dq

A partir de las transformaciones  $T_{abc \rightarrow dq}$  y  $T_{dq \rightarrow abc}$ , se obtienen las expresiones de los flujos de la máquina de inducción aplicando el cambio de variables a las ecuaciones (1) y (2):

$$\begin{aligned}\lambda_{dqs} &= T_{abc \rightarrow dq}(\theta) L_s T_{dq \rightarrow abc}(\theta) [i_{dqs}] + T_{abc \rightarrow dq}(\theta) L_{sr}(\theta_r) T_{dq \rightarrow abc}(\theta - \theta_r) [i_{dqr}] \\ \lambda_{dqr} &= T_{abc \rightarrow dq}(\theta - \theta_r) L_{sr}(\theta_r) T_{dq \rightarrow abc}(\theta) [i_{dqs}] + T_{abc \rightarrow dq}(\theta - \theta_r) L_r T_{dq \rightarrow abc}(\theta - \theta_r) [i_{dqr}]\end{aligned}\quad (19)$$

Escribiendo de forma matricial, se obtiene:

$$\begin{aligned}\lambda_{dqs} &= \begin{pmatrix} L_{ls} + L_m & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m \end{pmatrix} i_{dqs} + \begin{pmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{pmatrix} i_{dqr} \\ \lambda_{dqr} &= \begin{pmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{pmatrix} i_{dqs} + \begin{pmatrix} L_{lr} + L_m & 0 \\ 0 & L_{lr} + L_m \end{pmatrix} i_{dqr}\end{aligned}\quad (20)$$

Siendo:

$$L_m = \frac{3}{2} L_{ss} = \frac{3}{2} L_{sr} = \frac{3}{2} L_{rr} \quad (21)$$

$L_m$  es la inductancia mutua estátor-rótor.

### 3.5.6 Ecuaciones de tensiones en ejes dq

A partir de las transformaciones  $T_{abc \rightarrow dq}$  y  $T_{dq \rightarrow abc}$ , se obtienen las expresiones de las tensiones correspondientes en ejes dq.

De la expresión  $v = ri + \frac{d\lambda}{dt}$ , se obtiene:

$$\begin{aligned}v_{dqs} &= r_s i_{dqs} + \frac{d\lambda_{dqs}}{dt} + \omega \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \lambda_{dqs} \\ v_{dqr} &= r_r i_{dqr} + \frac{d\lambda_{dqr}}{dt} + (\omega - \omega_r) \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} \lambda_{dqr}\end{aligned}\quad (22)$$

Las ecuaciones de tensión del sistema de coordenadas dq en forma matricial son las siguientes:

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} r_s & 0 \\ 0 & r_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} s & \omega \\ -\omega & s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} r_r & 0 \\ 0 & r_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} s & \omega - \omega_r \\ -(\omega - \omega_r) & s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{pmatrix}\end{aligned}\quad (23)$$

Siendo  $s = \frac{d}{dt}$ .

### 3.5.7 Ecuación del par electromagnético en ejes dq

Aplicando los cambios de variables  $T_{abc \rightarrow dq}(\theta)$  y  $T_{dq \rightarrow abc}(\theta)$  en la ecuación del par electromagnético de la máquina de inducción se obtiene la siguiente expresión:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) = \frac{3}{2} p (\lambda_{dr} i_{qr} - \lambda_{qr} i_{dr}) = \frac{3}{2} p L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (24)$$

La potencia desarrollada por la máquina de inducción es:

$$P_{em} = T_e \omega_m; \quad \omega_m = \frac{\omega_r}{p} \quad (25)$$

Cuando hay una variación en el producto de dos enlaces de flujo, se genera un par para crear una oposición a esta variación. En el caso de una máquina de inducción, hay dos enlaces de flujo, uno en el estátor y el otro en el rotor. Si la velocidad de giro del rotor  $\omega_r$  es distinta a la velocidad de giro del estátor  $\omega_e$  se desarrolla un par, debido a la variación del producto vectorial entre ambos flujos. La diferencia entre ambas velocidades de giro se llama velocidad de deslizamiento y se introduce una nueva relación llamada deslizamiento:

$$s = \frac{\omega_e - \omega_r}{\omega_e} = \frac{\omega_s}{\omega_e} \quad (26)$$

### 3.6 Modelo equivalente de la máquina de inducción

El modelo de la máquina de inducción en ejes dq se obtiene usando la transformación desde un sistema de ejes trifásicos a un sistema de ejes bifásico denominado ejes dq. La Figura 3.6.5 representa el circuito equivalente del motor de inducción en un sistema de coordenadas giratorias en ejes dq.

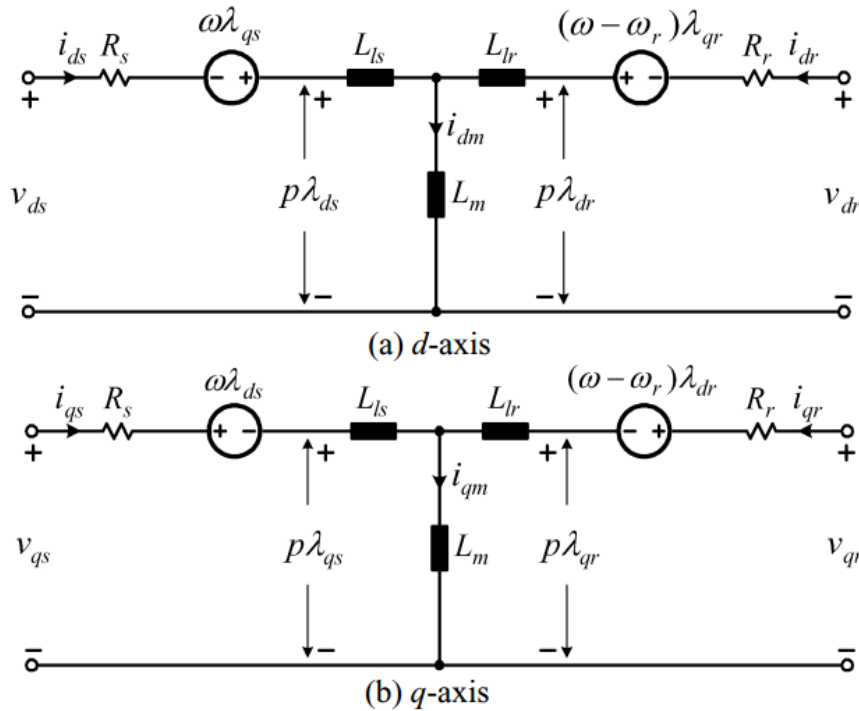


Figura 3.6.5. Circuito equivalente de una máquina de inducción en coordenadas giratorias dq.

La Figura 3.6.6 ilustra el diagrama para realizar una simulación del motor de inducción usando coordenadas síncronas. Usando los bloques  $abc/dq$  y  $dq/abc$  se realiza la transformación de las tensiones trifásicas de alimentación en coordenadas estacionarias a tensiones en ejes  $dq$ .

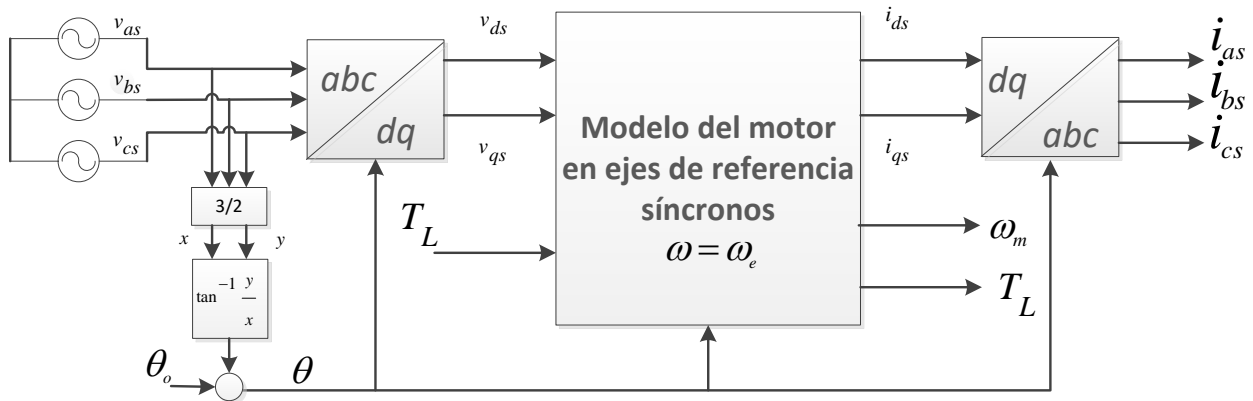


Figura 3.6.6. Esquema básico para una máquina de inducción haciendo uso del sistema de referencia en ejes giratorios  $dq$ .

### 3.7 Modelo de la máquina de inducción en coordenadas de referencia

El modelo de la máquina de inducción se puede escribir de varias formas desde el punto de vista del sistema de coordenadas giratorias. Principalmente existen tres formas:

- $\omega = 0$ : Sistema de coordenadas fijo en el estátor o sistema de coordenadas estacionario  $\alpha\beta$ .
- $\omega = \omega_r$ : Sistema de coordenadas fijo en el rotor.
- $\omega = \omega_e$ : Sistema de coordenadas síncrono o en ejes de  $dq$ , gira a la frecuencia síncrona de las tensiones de alimentación.

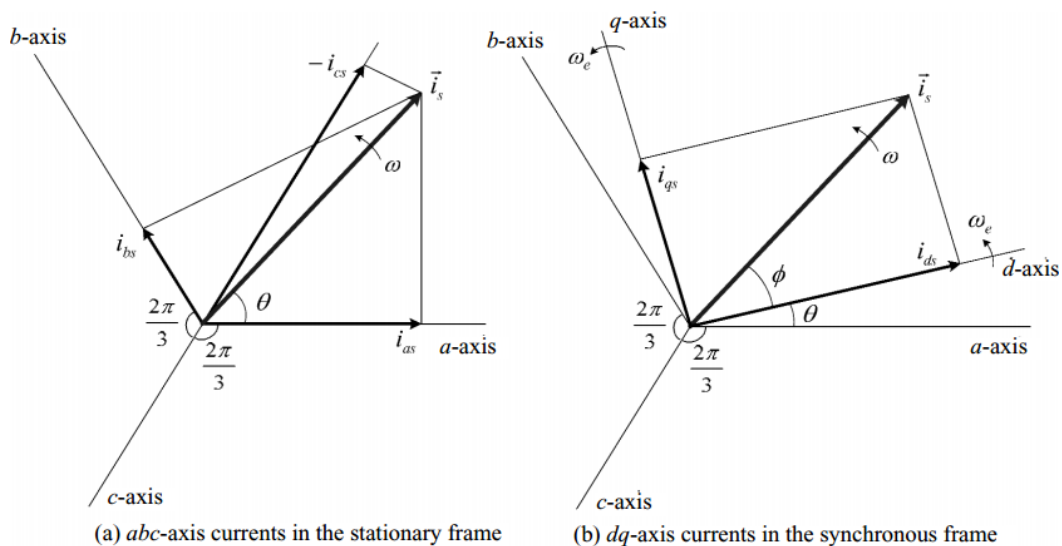


Figura 3.7.7. a) Sistemas de coordenadas  $abc$  y b) Sistemas de coordenadas  $dq$ .

El sistema de coordenadas sincrónico en ejes de  $dq$  es el más utilizado en estudio de la máquina de inducción por presentar la importante propiedad de representar las variables sinusoidales del sistema de coordenadas trifásico por valores constantes en un sistema bifásico.

### 3.7.1 Modelo de la máquina de inducción en ejes $dq$

El modelo de la máquina asíncrona en el sistema de coordenadas giratorias  $dq$  es:

$$\begin{aligned}
 v_{ds} &= r_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_e \lambda_{qs} & v_{qs} &= r_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_e \lambda_{ds} \\
 \lambda_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} & \lambda_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\
 v_{dr} &= r_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} & v_{qr} &= r_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \\
 \lambda_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} & \lambda_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \\
 T_e &= \frac{3}{2} p L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \\
 J \frac{d\omega_r}{dt} &= -B \omega_r + p (T_e - T_L) \\
 \omega_m &= \frac{\omega_r}{p}
 \end{aligned} \tag{27}$$

### 3.7.2 Modelo de la máquina de inducción en ejes $\alpha\beta$

El modelo de la máquina asíncrona en el sistema de coordenadas fijo en el estátor o sistema de coordenadas estacionario  $\alpha\beta$  es:

$$\begin{aligned}
 v_{\alpha s} &= r_s i_{\alpha s} + \frac{d\lambda_{\alpha s}}{dt} & v_{\beta s} &= r_s i_{\beta s} + \frac{d\lambda_{\beta s}}{dt} \\
 \lambda_{\alpha s} &= L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} & \lambda_{\beta s} &= L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \\
 v_{\alpha r} &= r_r i_{\alpha r} + \frac{d\lambda_{\alpha r}}{dt} + \omega_r \lambda_{\beta r} & v_{\beta r} &= r_r i_{\beta r} + \frac{d\lambda_{\beta r}}{dt} - \omega_r \lambda_{\alpha r} \\
 \lambda_{\alpha r} &= L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} & \lambda_{\beta r} &= L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \\
 T_e &= \frac{3}{2} p L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \\
 J \frac{d\omega_r}{dt} &= -B \omega_r + p (T_e - T_L) \\
 \omega_m &= \frac{\omega_r}{p}
 \end{aligned} \tag{28}$$



### 3.8 Modelo de la máquina de inducción en variables de estado

El modelo de la máquina asíncrona en variables de estado se escribe haciendo los flujos como variables de estado. La variable de entrada es la tensión del estátor, este modelo se denomina modelo de voltaje:

$$\begin{aligned}
 \dot{\lambda}_{ds} &= -\frac{r_s}{\sigma L_s} \lambda_{ds} + \omega_e \lambda_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{r_s}{L_m} \lambda_{dr} + v_{ds} \\
 \dot{\lambda}_{qs} &= -\frac{r_s}{\sigma L_s} \lambda_{qs} - \omega_e \lambda_{ds} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{r_s}{L_m} \lambda_{qr} + v_{qs} \\
 \dot{\lambda}_{dr} &= -\frac{r_s}{\sigma L_s} \lambda_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{r_s}{L_m} \lambda_{ds} + v_{dr} \\
 \dot{\lambda}_{qr} &= -\frac{r_s}{\sigma L_s} \lambda_{qr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{r_s}{L_m} \lambda_{qs} + v_{qr} \\
 \dot{\omega}_r &= -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{p}{J} (T_e - T_L) \\
 T_e &= \frac{3}{2} p L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \\
 \omega_m &= \frac{\omega_r}{p}
 \end{aligned} \tag{29}$$

Siendo  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  el coeficiente de dispersión de Blondel.

## ***4. Control sensorless de máquinas de inducción***

---

En este capítulo se analizan las técnicas de control para máquinas asíncronas más utilizadas. También se analizan y describen de manera breve distintas técnicas de estimación de la velocidad del rotor para una máquina de inducción.

### ***4.1 Estrategias de control avanzadas para máquinas de inducción***

Las máquinas asíncronas son relativamente baratos y robustos, en comparación con los de continua, al no necesitar la presencia de conmutadores y escobillas. Por consiguiente, se ha suscitado un gran interés en el control de Las máquinas asíncronas. La forma más simple de implementar el control de una máquina asíncrona consiste en un realizar un control en bucle abierto a frecuencia variable de la máquina asíncronas. Esto proporciona un funcionamiento satisfactorio sólo cuando la máquina opera en condiciones nominales, sin grandes requerimientos en cuanto a precisión en la velocidad, el par, y la rapidez de la respuesta dinámica. Cuando se precisa de un funcionamiento con altas prestaciones se debe utilizar un control de velocidad en bucle cerrado. Sin embargo, el par de la máquina asíncronas depende tanto del flujo en el entrehierro como de la velocidad de giro del rotor, siendo la relación del par con ambas fuertemente no lineal, lo que dificulta el diseño del controlador. La solución a este problema la presenta el denominado control vectorial, el cual permite desacoplar las variables anteriores, posibilitando un control independiente del par y el flujo de la máquina, tal como sucede en un motor de continua con excitación independiente. Las diferentes técnicas de control de para máquinas asíncronas pueden ser clasificadas en dos categorías principales: control escalar y control vectorial (control directo del par y control vectorial directo o indirecto).

#### ***4.1.1 Control escalar***

El control escalar es una simple técnica de control de velocidad de motores de inducción basada en la magnitud y frecuencia de los tensiones aplicados. Este tipo de control está basado en el circuito equivalente por fase del motor, con el objetivo de mantener la corriente de magnetización constante mientras se aplicas una tensión proporcional a la frecuencia aplicada. La magnitud de la tensión y su frecuencia necesitan mantener constante la corriente de magnetización para sintetizarla con un inversor. Un ejemplo de este tipo técnica se basa en aplicar una tensión constante a una frecuencia, conocido como control V/Hz (tensión frecuencia). La Figura 4.1.1 muestra un esquema de aplicación de este método. Esta técnica de control no es capaz de efectuar un control preciso sobre variables esenciales como son el flujo y el par en máquinas asíncronas. Por otro lado esta técnica no obtiene gran precisión sobre el control de velocidad, sobre todo a baja velocidad.

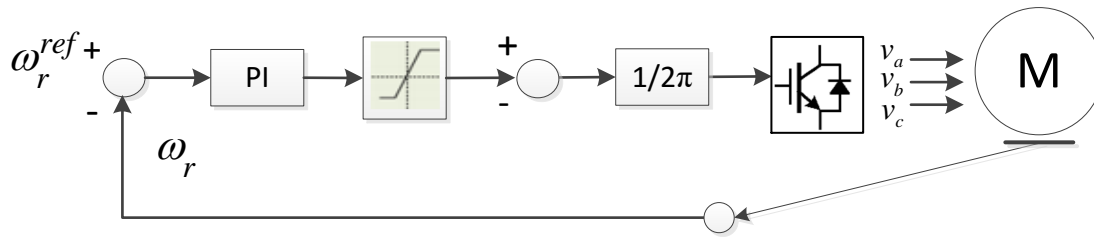


Figura 4.1.1. Esquema básico de control escalar o V/Hz en lazo cerrado.

#### 4.1.2 Control vectorial

Las técnicas de control vectorial permiten la regulación de la velocidad en máquinas asíncronas en aplicaciones de altas prestaciones en las que solía usarse la máquina de continua. La modulación vectorial o control vectorial aplicado al control de un motor asíncrono constituye un conjunto de estrategias para mejorar el rendimiento de la máquina manteniendo control sobre el par electromagnético, la velocidad y posición sobre el eje de la máquina.

Esta técnica se basa en aplicar la técnica de control de máquinas de corriente continua en motores de inducción. Como la máquina de corriente alterna no dispone de dos bobinados desacoplados se referencia el sistema trifásico alterno de corrientes estatóricas a un sistema de coordenadas no estacionario que gira síncronamente en el campo magnético del rotor. En el nuevo sistema de referencia las corrientes del estátor se pasan a tratar como vectores rotantes. De esto que sea llamado control vectorial o control de campo orientado [5]

Como condiciones para efectuar el control vectorial se requiere que el vector de flujo de rotor sea posicionado sobre el eje real para así lograr que la componente  $d$  sea igual al valor del mismo y que la componente en el eje  $q$  sea igual a cero. Se debe mantener el flujo constante de manera que el par sea proporcional a la variación de la corriente en el eje  $q$ .

Existen dos formas distintas de control vectorial: el control vectorial directo y el indirecto. El primero se implementa a partir de la medición directa del módulo y posición del vector espacial del flujo seleccionado como referencia. El método indirecto utiliza el modelo de la máquina de inducción lo que hace que dependa de sus parámetros, temperatura, etc.

El control vectorial directo está basado en el modelo de la máquina de ejes del flujo del rotor. Se realiza un cambio de variable no lineal en las ecuaciones de estado no lineales y dependientes del tiempo. Por otro lado, el control vectorial indirecto controla el flujo del rotor y el par en bucle abierto dejando en el lazo cerrado el control de velocidad.

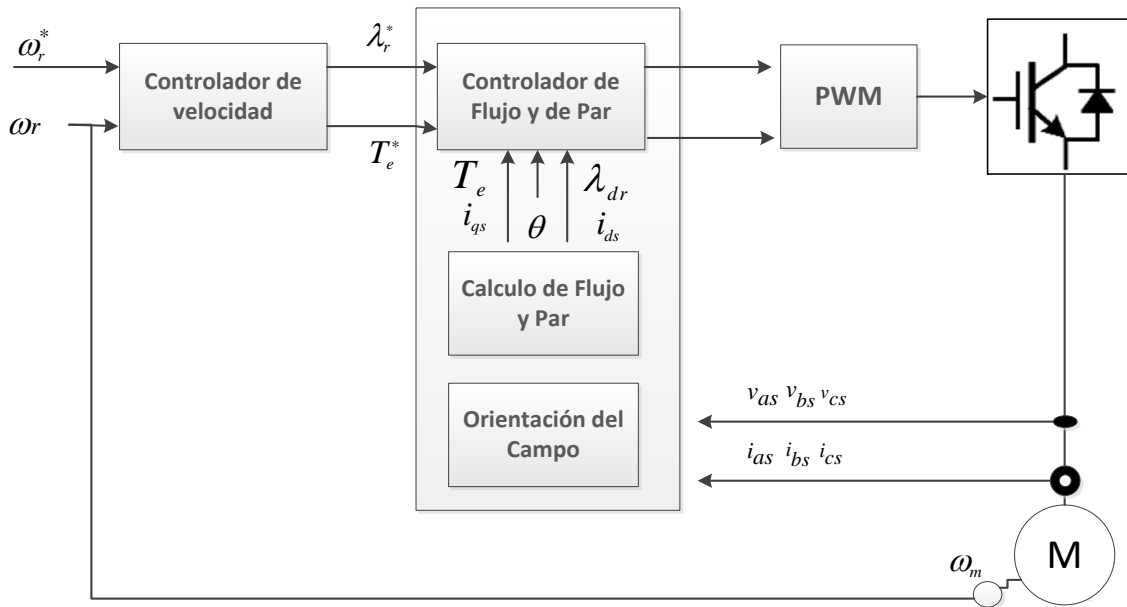


Figura 4.1.2. Diagrama general del control vectorial directo para una máquina de inducción.

#### 4.1.3 Control directo de par

La técnica de control directo de par o DTC consiste en realizar un control de seguimiento sobre el par electromagnético y un control en regulación del flujo magnético producido en el estátor. Esta técnica está basada en dos lazos de control, uno para el par y otro para el flujo. Cada uno de estos lazos tiene un control por histéresis que procesa los errores de par y flujo.

El funcionamiento del control está basado en la variación de tensión aplicada a los devanados del estátor de la máquina. La variación de esta tensión se realiza mediante un convertidor de potencia. Este control consiste en la regulación del flujo magnético que se produce en los devanados del estátor y en efectuar un seguimiento del par electromagnético sobre una trayectoria previamente elegida. En la Figura 4.1.3 se muestra un esquema básico del DTC. Esta figura muestra los dos lazos de control del flujo y del par. Se calcula el par, el flujo y el ángulo del vector del flujo en el estátor mediante la medición de corrientes y tensiones de la máquina de inducción. El error obtenido entre los valores calculados y sus respectivas referencias son procesados por sendos controladores por histéresis. Las salidas de los controladores por histéresis y del ángulo del flujo se utilizan como señales para obtener los estados óptimos de conmutación del inversor. Estos estados serán las combinaciones que generen en el inversor la salida adecuada para variar la velocidad de la máquina. Así mismo, estos estados deben estar previamente predeterminados. Las señales de salida del inversor son tensiones que alimentan a la máquina y que serán medidas junto a sus corrientes para efectuar el ciclo de control.

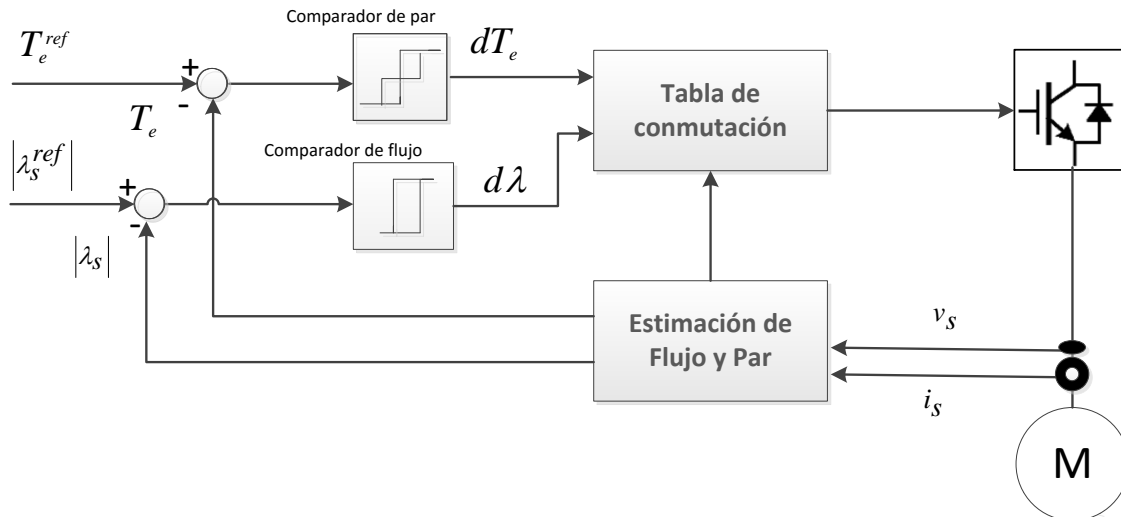


Figura 4.1.3. Esquema básico del control directo del par.

#### 4.1.4 Conclusiones

El control por campo orientado (FOC) y el control directo del par (DTC) son esquemas de control de altas prestaciones usados como accionamientos para máquinas de inducción. En el campo de control orientado existen varios esquemas de control con diferentes variaciones.

Las técnicas de control FOC y DTC son esquemas de control que son relativamente simples y tienen gran aceptación en la industria. La implementación de ambos requiere información precisa sobre los parámetros de la máquina. Además, estos parámetros pueden variar según las condiciones de operación, tanto como la temperatura en el rotor como la saturación magnética.

## 4.2 Clasificación de las técnicas sensorless para control de velocidad en máquinas de inducción

Se puede observar en la Figura 4.2.4, una clasificación de las técnicas de estimación de velocidad y posición en una máquina asíncrona desde el punto de vista a la variable a estimar [33].

Como se observa en la Figura 4.2.4, dentro del denominado control *sensorless* de máquinas asíncronas es posible hacer una primera clasificación en dos grandes grupos, en función de la variable cuyo sensor se omite:

- Controladores con estimación del flujo y/o el par:
  - Control vectorial indirecto con estimación del flujo.
  - Control directo de par con estimación del flujo del estátor y el par.
- Controladores con estimación de la velocidad.

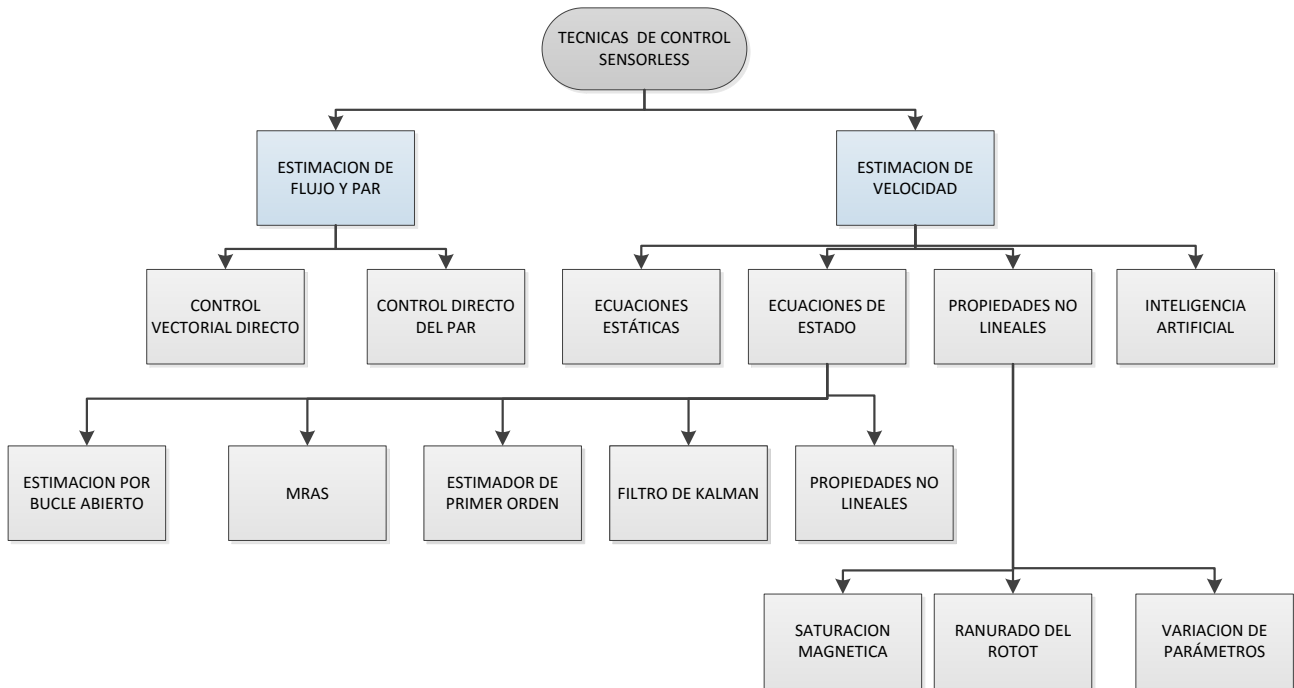


Figura 4.2.4. Clasificación de controladores sensorless.

Dentro de los controladores con estimación de velocidad puede hacerse una clasificación en función del modelo del motor de inducción utilizado para la estimación de la velocidad:

- Estimadores basados en el modelo estático del motor de inducción.
- Estimadores basados en las ecuaciones de estado del motor de inducción. En este grupo pueden distinguirse los siguientes estimadores:
  - Estimadores en bucle abierto
  - Estimadores basados en modelo de referencia adaptativo.
  - Estimadores basados en el observador de orden completo tipo Luenberger.
  - Estimadores basados en el filtro de Kalman extendido.
  - Estimadores basados en observadores en modo deslizante.
- Estimadores de velocidad basados en las propiedades no lineales del motor de inducción.
- Estimadores basados en inteligencia artificial.

### 4.3 Estrategias de estimación de velocidad basadas en el modelo de la máquina de inducción

Las estrategias basadas en el modelo de la máquina principalmente obtienen la información de la velocidad usando las tensiones y corrientes medidas en los terminales de la máquina. El rendimiento de los métodos de estimación de velocidad basados en el modelo matemático del motor de inducción depende mucho de la precisión de los parámetros usados para el mismo. La máquina de asíncrona es un sistema no lineal que varía con el tiempo. Sus parámetros varían con el tiempo y con sus condiciones de operación, por ejemplo la temperatura, velocidad, carga mecánica, etc, [15]. De forma particular, las resistencias del rotor y estator son parámetros que tienen gran influencia sobre la estimación y el control además de las variaciones de carga en el par.

La estimación de velocidad usando modelos tradicionales no es del todo preciosa por eso la adaptación de parámetros cobra gran importancia porque un error en los valores de los parámetros puede causar un error en la velocidad y además puede causar inestabilidad en el sistema.

#### **4.3.1 Estimación de velocidad mediante ecuaciones de estado en bucle abierto**

Los primeros controles de velocidad de un motor de inducción en lazo cerrado aparecieron en [40]. Este método estima el deslizamiento de la máquina basándose en la relación que existe entre el par electromagnético y la tensión del entrehierro a partir de las ecuaciones extraídas del circuito equivalente del motor en estado estacionario.

Posteriormente se presentaron otras técnicas basadas en las ecuaciones de estado de la máquina de inducción. Estas fueron presentadas en [22]. Se trata de determinar la frecuencia del rotor a partir de la medida de las corrientes y de las tensiones del estátor aplicando las ecuaciones de estado. La velocidad del rotor viene dada por la siguiente expresión:

$$\omega_r = \frac{1}{i_{cm}} \left( \frac{1}{\tau_r} (i_{\beta m} - i_{\beta s}) + \frac{1}{L_m} e_{\beta m} \right) \quad (30)$$

Esta técnica funciona en condiciones estacionarias y en condiciones dinámicas aunque estas condiciones empeoran cuando se trata de estimar a baja velocidad. La precisión en la estimación está unida a la precisión con la que estén definidos los parámetros de la máquina y a las condiciones de operación de la misma, que pueden hacer variar estos parámetros debido a la temperatura o la saturación magnética. Un problema del estimador son las oscilaciones y el ruido que se suma a la estimación de velocidad con esta técnica, ya que las ecuaciones de la máquina dependen de variables de estado y cualquier desfase en la medidas provoca oscilaciones en la variable estimada. Para reducir este problema se incluyen filtros que a su vez introducen algún error durante la estimación.

#### **4.3.2 Estimadores basados en técnicas MRAS**

Las técnicas MRAS (Model Reference Adaptive System) denominan a sistemas con modelo de referencia adaptativos. La Figura 4.3.5 muestra el esquema básico de estimación de velocidad basado en esta técnica para una máquina de inducción. Esta técnica utiliza dos modelos, uno usado como referencia del modelo la máquina de inducción llamado modelo de referencia y otro usado como un modelo de la máquina ajustable en base a un mecanismo de adaptación.

El modelo de referencia es independiente de la variable a estimar mientras que el modelo ajustable depende de la misma. Se trata de comparar las salidas de los dos modelos y mediante el mecanismo de adaptación se va ajustando la variable estimada hasta que diferencia entre los dos modelos se haga mínima.

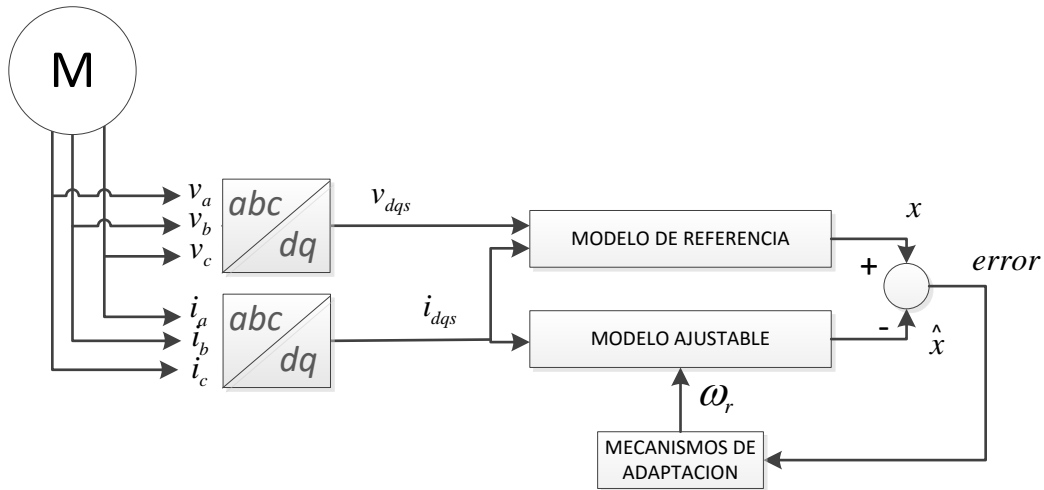


Figura 4.3.5. Esquema de un estimador de velocidad basado MRAS.

Cuando se utiliza la técnica MRAS para estimar la velocidad, para el modelo de referencia se suelen usar las ecuaciones del estátor y para el modelo ajustable se suelen usar las ecuaciones del rotor. Como variable a estimar se suele usar el flujo del rotor y como mecanismo de adaptación un controlador PI.

Esta técnica resulta menos dependiente de los parámetros que los métodos que extraen la velocidad a partir de las ecuaciones de estado con un comportamiento dinámico mejor y una estimación menos ruidosa. También con esta técnica se pueden estimar velocidades cercanas a cero dependiendo de que las medidas de corrientes y tensiones sean poco ruidosas.

### 4.3.3 Estimadores basados en observadores del espacio de estados

Un observador es un sistema dinámico cuyas variables de estado son estimaciones de un sistema real. Se pueden clasificar en función del sistema real a observar. Se pueden clasificar en observadores deterministas y en observadores estocásticos. Los observadores más conocidos son el observador de Luenberger o de orden completo y el filtro de Kalman, de tipo determinista y de tipo estocástico respectivamente.

#### 4.3.3.1 Observadores adaptativos de orden completo

Este observador está basado en las ecuaciones de estado de la máquina de inducción y es de tipo determinista. Este estimador está basado en la expresión siguiente:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + Bv_s + G(\hat{i}_s - i_s) \quad (31)$$

Donde la matriz  $G$  es la matriz de ganancia del observador. Esta matriz se elige de manera que sus autovalores sean proporcionales a los autovalores de la máquina. El vector a estimar  $\hat{x}$  son las variables de estado correspondientes a la corriente del estátor y el flujo del rotor en ejes  $dq$ .

La Figura 4.3.6 muestra el esquema básico de un observador adaptativo [39] para estimar la velocidad de la máquina de inducción. El error del par obtenido del producto vectorial del flujo estimado en el rotor y del error en la corriente se usa para ajustar la velocidad en el observador usando el mecanismo de adaptación en forma de controlador PI.



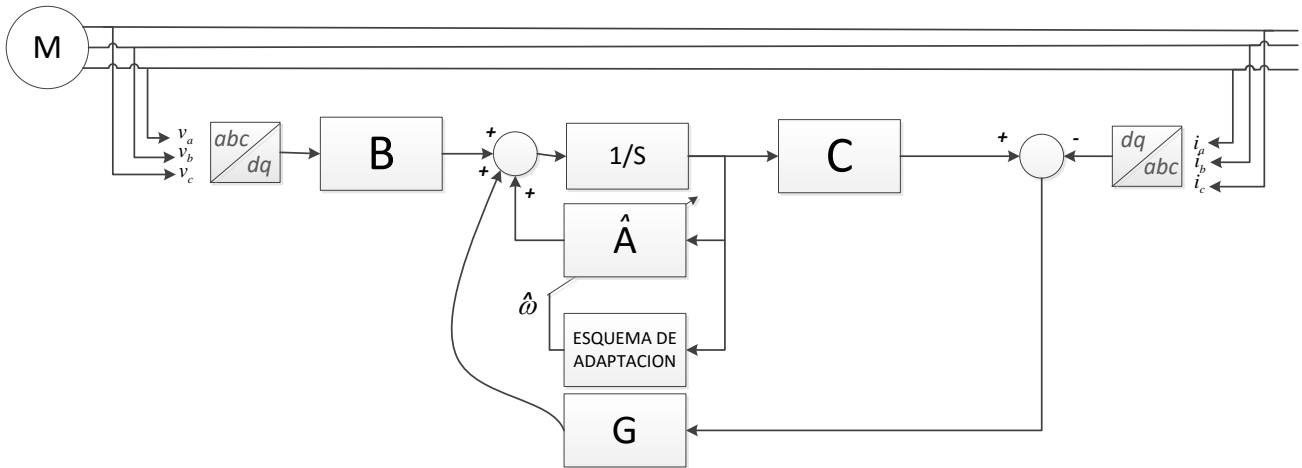


Figura 4.3.6. Esquema de un observador adaptativo para estimación de velocidad.

Este tipo de observador obtiene una estimación robusta contra los errores de los parámetros de la máquina, incluso a bajas velocidades. No obstante, la variación de temperatura hace que varíe la resistencia del estátor y esta puede tener gran influencia en la estimación a baja velocidad. Por otro lado, es conveniente ajustar los parámetros utilizados en las matrices A y B correctamente para una estimación de flujo y velocidad correcta.

Si se requiere implementar un tipo de control para la máquina de inducción en el que se deban estimar el flujo y la velocidad de forma conjunta se debe usar la versión del observador de Luenberger extendido. Este es un tipo de observador para sistemas no lineales basado en el observador de orden completo anterior.

#### 4.3.3.2 Observadores basados en el filtro de Kalman extendido

El filtro de Kalman extendido es un observador estocástico óptimo del estado de un sistema usado en la estimación de variables en sistemas no lineales [35]. Este método estocástico incluye errores de modelado y de medida así como perturbaciones con ruido aleatorio en el sistema donde se desea estimar. La Figura 4.3.7 representa la estructura básica del filtro de Kalman.

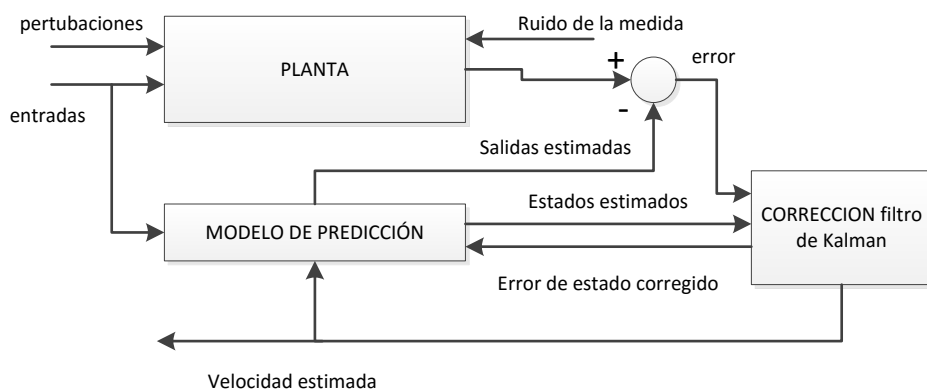


Figura 4.3.7. Estructura del filtro de Kalman para estimación de velocidad.

Se trata de una técnica que asume que el ruido de la medida y el ruido de las perturbaciones están incorrelados. La estimación se actualiza continuamente a partir de los estados estimados y de las salidas de la planta y del modelo de predicción. El algoritmo de EKF (Extended Kalman Filter) es relativamente costoso computacionalmente.

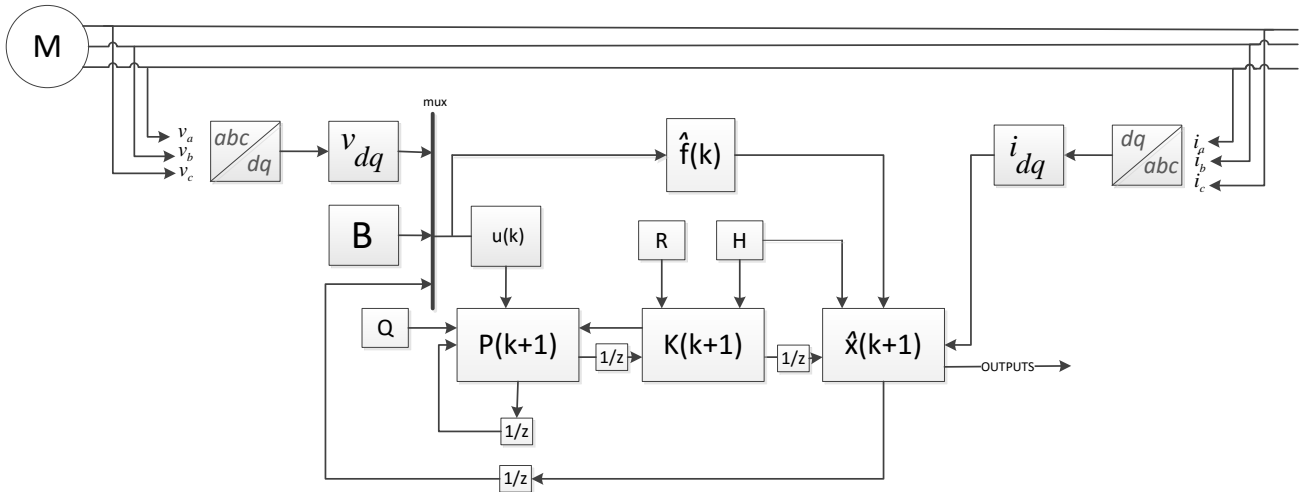


Figura 4.3.8. Esquema del filtro de Kalman extendido para estimación de velocidad de una máquina de inducción.

La Figura 4.3.8 representa la estructura básica del filtro de Kalman extendido para la estimación de velocidad en un motor de inducción. En el filtro de Kalman extendido el modelo de la máquina de inducción está representado en variables de estado mediante las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= A_d x(k) + B_d u(k) + v(k) \\ y(k) &= Cx(k) + w(k) \end{aligned} \quad (32)$$

La estimación del vector de estado se obtiene de la predicción del mismo, corrigiendo de forma recursiva mediante un término corrector el producto de la matriz de Kalman K y el error entre las variables medidas y el vector de salida:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A(\hat{x})\hat{x} + Bu + K(i_s - \hat{i}_s) \quad (33)$$

Los términos  $v(k)$  y  $w(k)$  de la expresión anterior representan el ruido del proceso y el ruido de la medida respectivamente. El primero se trata como un ruido blanco gaussiano del sistema, que es independiente del vector de estado y que está representado por la matriz de covarianza Q. El segundo se trata un ruido blanco gaussiano de la medida, que es independiente de la salida del sistema y que está representado por la matriz de covarianza R.

El proceso recursivo del algoritmo de Kalman consta de una etapa de predicción y otra de filtrado o corrección. Se muestra en la Tabla 1:

PREDICCIÓN	
Inicialización del vector y matrices covarianza	$Q_o, R_o, P_o$
Predicción del vector de estado	$x^*(k+1) = A_d \hat{x}(k) + B_d u(k)$
Predicción de la matriz de covarianza	$P^*(k+1) = f(k+1) \hat{P}(k) f^T(k+1) + Q$ con f:

	$f(k+1) = \frac{\partial}{\partial x} (A_d x + B_d u) \Big _{x=x^*(k+1)}$
<b>CORRECCIÓN</b>	
<b>Determinación de la matriz de Kalman</b>	$K(k+1) = P^*(k+1) h^T(k+1) [h(k+1) P^*(k+1) h^T(k+1) + R]^{-1}$ <p>con h:</p> $h(k+1) = \frac{\partial}{\partial x} (C_d x) \Big _{x=x^*(k+1)}$
<b>Estimación del vector de estado</b>	$\hat{x}(k+1) = x^*(k+1) + K(k+1) [y(k+1) - \hat{y}(k+1)]$
<b>Estimación de la matriz covarianza</b>	$\hat{P}(k+1) = P^*(k+1) - K(k+1) h(k+1) P^*(k+1)$

Tabla 1. Proceso recursivo del algoritmo del filtro de Kalman extendido.

Un paso crítico es la selección adecuada de los coeficientes de la matriz de covarianza P, cuanto mayor valor tienen son los coeficientes menos precisión existe en el estado inicial, por lo que se le da un mayor peso a las nuevas medidas y la velocidad de convergencia del algoritmo aumenta. Otro paso crítico es la selección de los valores iniciales de los coeficientes de la matriz covarianza Q y R. Si se seleccionan valores iniciales demasiados altos para los coeficientes de la matriz covarianza Q aparecen ruidos en el sistema. Si se seleccionan valores altos en la matriz de covarianza R aparecen ruidos en las medidas.

#### 4.3.3.3 Observadores adaptativos de flujo.

El observador adaptativo de flujo es usado para la estimación de velocidad de la máquina de inducción. El observador adaptativo está compuesto por tres partes: el modelo del motor de inducción, la ganancia de la realimentación del observador y de un mecanismo de adaptación para la velocidad del rotor basado en un controlador PI. La estructura se muestra en la Figura 4.3.9.

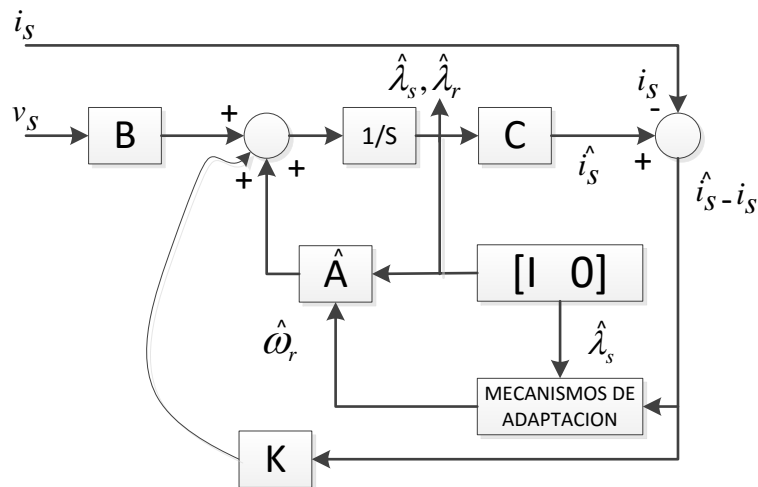


Figura 4.3.9. Esquema de un observador adaptativo para estimación de velocidad.

Este estimador está basado en las expresiones siguientes:

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{x}}{dt} &= A\hat{x} + Bv_s + K(\hat{i}_s - i_s) \\ i_s &= Cx\end{aligned}\quad (34)$$

La velocidad del rotor es obtenida mediante la siguiente expresión que está basada en la teoría de Lyapunov:

$$\hat{w}_r = K_p[\hat{\lambda}_{qs}(\hat{i}_{ds} - i_{ds}) - \hat{\lambda}_{ds}(\hat{i}_{qs} - i_{qs})] + K_I \int [\hat{\lambda}_{qs}(\hat{i}_{ds} - i_{ds}) - \hat{\lambda}_{ds}(\hat{i}_{qs} - i_{qs})] dt \quad (35)$$

La ganancia  $K$  asegura la estabilidad global del sistema y ofrece una respuesta dinámica robusta del observador de lazo cerrado. Esta ganancia debe estar previamente seleccionada.

Este método basado en el modelo de la máquina de inducción tiene una alta dependencia de sus parámetros. La desviación sobre los valores de los parámetros tiene una influencia negativa en la exactitud de la estimación de velocidad. La estimación de bajas velocidades tampoco se presenta con buena precisión.

#### 4.3.3.4 Observadores adaptativos en modo deslizante

El observador en modo deslizante (Sliding Mode Observer) está caracterizado porque tiene una sencilla implementación, es robusto en cuanto a variación de parámetros y no muy costoso computacionalmente. La Figura 4.3.10 representa una estructura de un observador en modo deslizante. El estimador está basado en la siguiente expresión:

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{x}}{dt} &= A\hat{x} + Bv_s + K \operatorname{sgn}(\hat{i}_s^s - i_s^s) \\ K &= [K, -K]^T, K = kI\end{aligned}\quad (36)$$

Si la matriz de ganancia  $K$  es lo suficientemente grande se puede suponer que el error y su derivada es cero. El término  $k$  es la ganancia de conmutación.

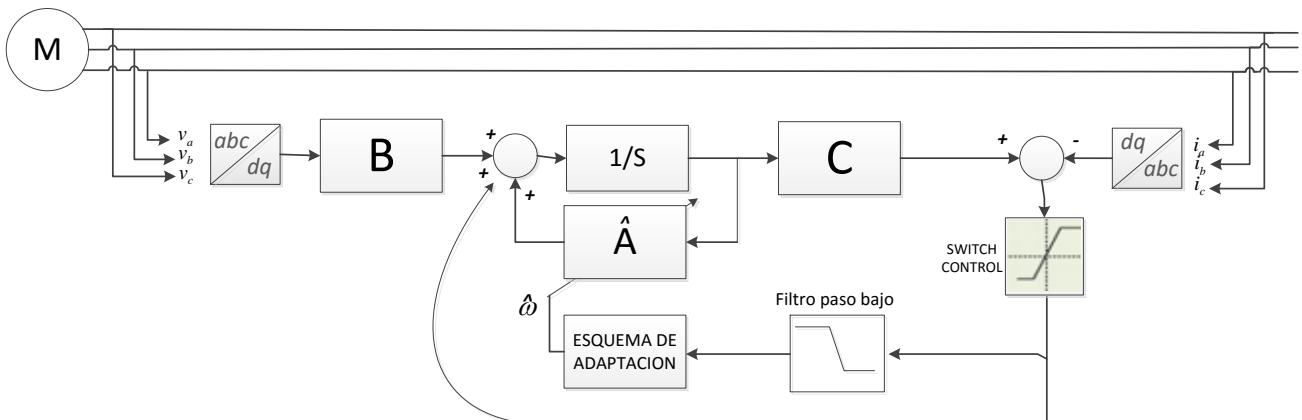


Figura 4.3.10. Observador en modo deslizante para estimación de velocidad.

La velocidad del rotor es obtenida mediante la siguiente expresión que está basada en la teoría de Lyapunov:

$$\hat{w}_r = -k \int [\operatorname{sgn}(\hat{i}_{ds}^s - i_{ds}^s) \hat{\lambda}_{qr} - \operatorname{sgn}(\hat{i}_{qs}^s - i_{qs}^s) \hat{\lambda}_{dr}] dt \quad (37)$$

El error de la corriente que es la diferencia entre la corriente actual y la estimada es usado para definir la superficie de deslizamiento. Este es forzado a cero por el controlador de conmutación. La ley de control está diseñada para mover los estados hacia la superficie en un tiempo finito y entonces el observador hace que los estados estén dentro de los límites de la estructura de control en la posición deseada.

El observador tiene buenas prestaciones contra la variación de parámetros, a perturbaciones externas una respuesta dinámica rápida. Por el contrario presenta oscilaciones en magnitud y frecuencia, el denominado “chattering problem”.

#### ***4.4 Estimación a baja velocidad***

El problema del control sensorless en la estimación con precisión en un rango amplio de operación de la máquina de inducción con la medida de corrientes y tensiones se presenta con la dificultad de estimar a bajas velocidades trabajando a baja frecuencia y en operaciones a velocidad prácticamente cero. Las bajas prestaciones del control se deben a una alta sensibilidad de las variaciones de los parámetros, a que no están modeladas las no-linealidades del motor de inducción ni ningún tipo de perturbación que pueda existir. Por otro lado existen errores en la adquisición de señal o distorsiones en la tensión debido al inversor. A continuación se detallan los principales problemas asociados a la estimación basada en el modelo de la máquina asíncrona.

##### ***4.4.1 Error en la adquisición de señal***

Las variables son medidas usando sensores y mediante procesadores son digitalizadas para efectuar un control sobre ellas. Esta medida de la señal contendrá inevitablemente ruido aportado por el propio sensor y por el propio ambiente. Típicamente se pueden introducir tensiones de offset en DC que pueden llegar a saturar los integradores que se emplean en las estimaciones. Con una tensión baja a baja frecuencia la relación de señal ruido será pobre y este problema se agravará.

##### ***4.4.2 Distorsión de la tensión debido a la no-linealidad del convertidor***

El inversor provoca no-linealidades debido al efecto de los tiempos muertos. Esto requiere una compensación a bajas velocidades para obtener un buen rendimiento dinámico. Otra fuente de no-linealidades es la tensión de alimentación. Estos efectos que provocan un comportamiento no lineal del sistema pueden hacerse más significantes cuando la tensión es pequeña. Debido a que estos efectos se consideran lineales para el cálculo del vector de tensión para la estrategia PWM aplicada al inversor se introduce un error de estimación de velocidad.

##### ***4.4.3 Error en el modelado de parámetros***

La precisión con la que estén extraídos los parámetros de la máquina es muy importante, ya que de ello dependerá una estimación de la velocidad de la máquina asíncrona con exactitud. Estos parámetros varían con las condiciones de operación de la máquina y con la temperatura. Por otro lado, las inductancias del estátor y del rotor podrían variar su valor debido al efecto de saturación magnética. El error en el modelado de parámetros obtendrá errores en la estimación de velocidad, incluso puede tener en efecto en la estabilidad del sistema. También se obtendrá una estimación errónea de la velocidad cuando la máquina esté operando a baja velocidad.

## 4.5 Estrategias de estimación de velocidad basada en propiedades no lineales de la máquina de inducción

En este punto se describen distintas técnicas basadas en propiedades no lineales de la máquina de inducción para realizar la estimación de la velocidad.

### 4.5.1 Estimación basada en la inyección de señal de la máquina asíncrona

Debido a que las variaciones en el valor de los parámetros y a que no se observa la velocidad del rotor cuando la frecuencia del estator es cero o próxima a cero con técnicas de estimación basadas en el modelo de la máquina otra técnica basada en la inyección de señal ha ganado popularidad.

Se trata de la inyección de una señal de bajo nivel normalmente a alta frecuencia [41] superpuesta a la tensión fundamental. La velocidad o la posición del motor son extraídas de la medida de la corriente o de la tensión. Si la magnitud de la señal es grande podría incrementar el rizo en el par y deteriorar el control de la máquina de inducción. En el caso de que esta magnitud sea pequeña se podría generar una relación señal ruido (SNR) baja. Si por el contrario es una señal de baja frecuencia se tendría la dificultad adicional de separar esta señal de la señal de frecuencia fundamental.

La Figura 4.5.11 representa un esquema de control vectorial por campo orientado basado en la inyección de señal. Una señal de alta frecuencia se inyecta a través de la tensión  $V_{abc}$ . La componente de frecuencia portadora de esta señal es atenuada por un filtro de paso bajo en el lazo cerrado hacia el control de corriente y el FOC. El filtro paso banda extrae la corriente generada para su posterior estimación de velocidad. La velocidad del rotor podría estimarse mediante un PLL (Phase Locked Loop).

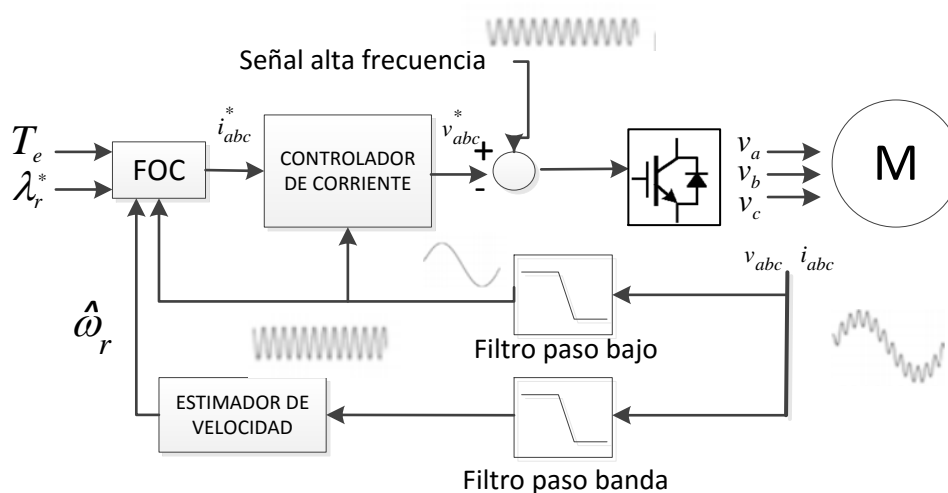


Figura 4.5.11. Control vectorial orientado con estimación de velocidad con inyección de señal.

La magnitud y frecuencia señal de inyección debe ser seleccionada adecuadamente en base a la técnica de procesamiento de la velocidad y para que el sistema de control sobre la máquina de inducción sea óptima.

Desde el punto de vista del tipo de señal a inyectar existen dos clasificaciones: de secuencia negativa y secuencia cero. Estas señales pueden de diferentes formas, periódicas, etc. Son inyectadas inicialmente

moduladas en alguna dirección espacial del motor [42] y posteriormente demoduladas para extraer la información requerida.

#### 4.5.2 Estimación basada en los armónicos del estátor y el rotor

En las máquinas asíncronas, debido a la interacción entre la distribución del bobinado del estátor y las barras del rotor se producen armónicos en el flujo del entrehierro. Esto a su vez induce estos armónicos en la tensión y la corriente del estátor cuando el rotor gira. Estos armónicos aparecen por las variaciones de reluctancia en el ranurado del estátor y del rotor. La amplitud y frecuencia de estos armónicos depende de la velocidad de giro del rotor, pero es difícil obtener la velocidad de la amplitud porque esta depende del ranurado y del valor de la corriente que a su vez depende de las condiciones de carga de la máquina. En la Figura 4.5.12 se pueden observar los armónicos que existen en el flujo.

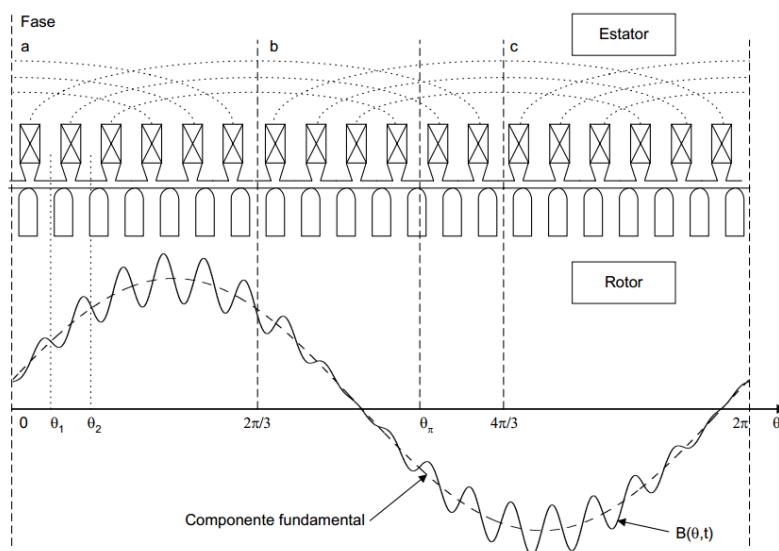


Figura 4.5.12. Distribución del flujo en el entrehierro en una máquina asíncrona.

Se puede extraer información a partir de los armónicos [43] en la tensión del estátor, ya que la amplitud de los armónicos es menor que la amplitud de la componente fundamental. La componente fundamental se puede aislar sumando las tensiones de las tres fases del estátor. Al lograr esto, se puede observar que además de eliminar la componente fundamental también se eliminan los armónicos pares y quedan los impares. Estos serán debidos al ranurado y a la frecuencia de conmutación del inversor. Como la amplitud de los armónicos a su vez depende de las condiciones de carga, se estima mejor la velocidad de giro del rotor midiendo la frecuencia de los armónicos. Para la ayuda de la medida de esta frecuencia se puede utilizar un PLL (Phase Locked Loop).

#### 4.5.3 Estimación basada en la componente de tercer armónico de la tensión del estátor

Considerando que el devanado del estátor de una máquina de inducción está distribuido de manera senoidal, las corrientes del estátor crearán una fuerza magnetomotriz senoidal que dará lugar a un flujo también senoidal en su distribución en el entrehierro. Esto es así si la máquina funciona sin saturación, en caso contrario la distribución senoidal se distorsiona. Hay dos formas de saturación, la saturación que ocurre en los dientes y la producida en el núcleo del rotor y del estátor. La primera es más común que ocurra ya que el volumen de hierro en los dientes del rotor o del estátor es menor.

El fenómeno de la saturación magnética en los dientes provoca que la densidad de flujo senoidal presente un achatamiento respecto de una onda senoidal ideal. Por el contrario, la saturación magnética en el núcleo hace que la densidad de flujo presente pico respecto de una onda senoidal ideal. Estos fenómenos son debidos a la aparición de una componente de tercer armónico. La Figura 4.5.13 y la Figura 4.5.14 representan estos fenómenos.

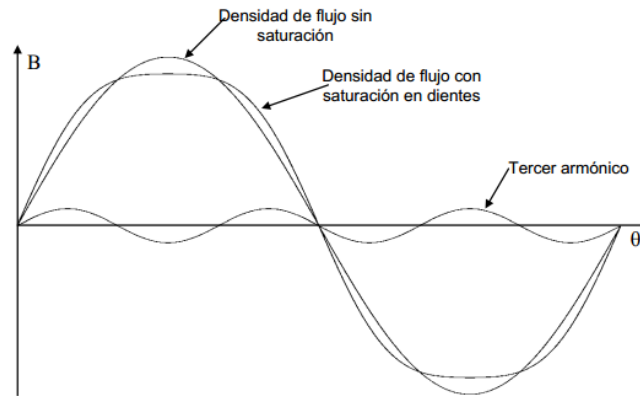


Figura 4.5.13. Densidad de flujo con y sin saturación magnética en los dientes.

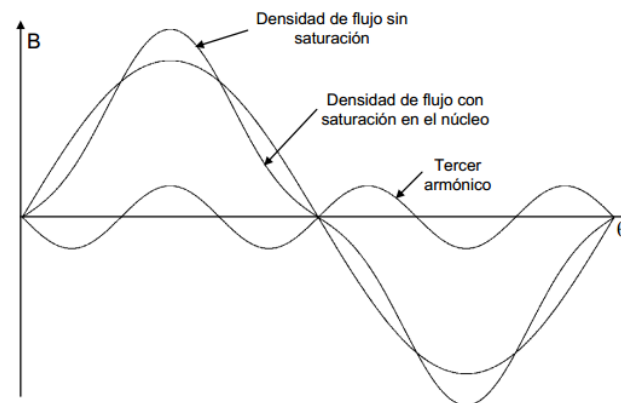


Figura 4.5.14. Densidad de flujo con y sin saturación magnética en el núcleo.

Si se recurre a la suma de las tres tensiones de fase del estátor es posible aislar la componente del tercer armónico debida a la saturación de las tensiones estáticas. La integración de esta tensión determina la componente de tercer armónico en el flujo del entrehierro.

Para calcular la amplitud del flujo en el entrehierro se hace a través de una expresión que relaciona la amplitud del tercer armónico con la componente fundamental. Por otro lado se puede determinar el ángulo de desfase entre la corriente del estátor y el flujo del entrehierro sabiendo que el paso por cero de la componente de tercer armónico de la tensión se corresponde con el valor instantáneo del mismo flujo. Una vez obtenidos los valores de módulo y fase, resulta conocido el vector de flujo y ya se puede efectuar un control de la máquina de inducción por control vectorial por campo orientado [44]. A partir de aquí, la estimación de velocidad puede obtenerse de la velocidad del flujo en el entrehierro y del deslizamiento obtenido a partir del modelo de la máquina.

#### 4.5.4 Estimación de velocidad basada en variaciones de la inductancia de fugas

La variación de la inductancia de fugas con la posición del rotor hace que se pueda determinar la posición y la velocidad en motores asíncronos cuando estos estén operando a baja velocidad o muy próximas a



cero. En [45] se describe cómo utilizar este método, que se utiliza para estimar velocidades bajas pero no tiene demostrado su rendimiento en un rango de operación amplio en estimación de velocidad de la máquina.

El método ofrece buenas prestaciones para determinar la velocidad de la máquina próxima a cero. Por otro lado, esta técnica recibe una inyección de armónicos en las corrientes del estátor.

#### 4.6 Estimadores basados en inteligencia artificial

Las principales soluciones basadas en inteligencia artificial utilizadas para la estimación de la velocidad en una máquina de inducción están basadas en las redes neuronales (ANN) y las redes borroso-neuronales (FNN). Este tipo de soluciones a la estimación de la velocidad, el flujo y el par en máquinas asíncronas debería ser de aplicación en el futuro, ya que este tipo de estimadores tienen la propiedad de ser robustos a variaciones en los parámetros y al ruido, con capacidad de aprender cualquier función no lineal. En los últimos años existen investigaciones aplicando técnicas de inteligencia artificial a la electrónica de potencia y AC drives, donde también se incluye la estimación de velocidad [16], [17], [18] y [19].

La estimación de la velocidad de un motor de inducción usando una red neuronal de dos capas basada en el método de “back-propagation” se propone en [31]. El método de aprendizaje de la red neuronal denominado “back-propagation” es lento y necesita un tiempo elevado para converger. Por esa razón se propone el uso de dos capas para la red neuronal, mientras se encuentra en funcionamiento la máquina de inducción podría aprender.

En [29] se propone una red neuronal con tres capas que estima el par eléctrico, el flujo del rotor y los ángulos para la orientación del control vectorial y el par eléctrico. Las entradas a la red neuronal son las corrientes y el flujo del estátor. Para ajustar los pesos de la red neuronal se utiliza el método de back-propagation, usando como tabla de entrada/salida el conocimiento obtenido de una simulación del comportamiento de una máquina asíncrona.

Además de la aplicación de las redes neuronales a la estimación de velocidad. En [28] se utiliza un observador de Luenberger borroso para estimar el flujo del rotor.

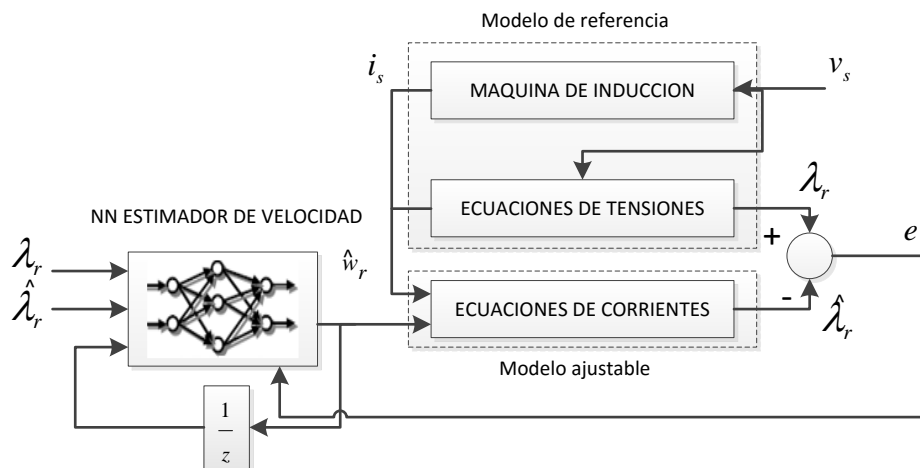


Figura 4.6.15. Estimador de velocidad usando una red neuronal.

En la Figura 4.6.15. Estimador de velocidad usando una red neuronal. en [13] se muestra un esquema general utilizando una red neuronal artificial. La red neuronal de esta figura  $\lambda_r$  utiliza un modelo MRAS. Las ecuaciones de las corrientes están definidas como el modelo ajustable y las ecuaciones de las tensiones están definidas como modelo de referencia. El modelo de referencia utilizado precisa de integración

con sus problemas derivados de ello. Si la velocidad estimada se desvía de la real, se produce un error entre el flujo del modelo ajustable el flujo del modelo de referencia. Entonces el error es “propagado hacia atrás” y los pesos de la red neuronal se reajustan online para reducir el error. Ya que el modelo está basado en las ecuaciones de estado del motor de inducción, resulta imposible la estimación de velocidad a frecuencia cero.

Por otro lado, si no se utilizan redes neuronales sencillas, la complejidad del algoritmo aumenta considerablemente, ya que además se requiere un entrenamiento previo, que debe realizarse para cada tipo de motor.

Los métodos basados en redes neuronales o neuroborrosos tienen una buena velocidad de estimación pero son relativamente complejos y precisan de un largo tiempo de computación.

## **4.7 Conclusiones**

En este punto se incluye un resumen sobre los resultados obtenidos del análisis realizado sobre la bibliografía existente sobre metodologías de estimación sensorless de máquinas asíncronas. A partir de este análisis se seleccionan diferentes métodos de estimación que serán estudiados y simulados en los siguientes capítulos. A partir de las diferentes técnicas analizadas en este capítulo se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- Los estimadores basados en las ecuaciones estáticas de la máquina asíncronas sólo estiman la velocidad correctamente en condiciones estáticas de funcionamiento, no siendo adecuados para su aplicación en controladores de motores de altas prestaciones.
- Los estimadores basados en las ecuaciones de estado de la máquina asíncronas y que determinan la velocidad despejando de las ecuaciones son muy sensibles a los parámetros del motor y presentan una estimación ruidosa y oscilatoria.
- Los métodos MRAS son menos sensibles a variaciones en los parámetros que los estimadores basados en las ecuaciones de estado permiten un funcionamiento a velocidades sensiblemente más bajas y son extremadamente simples.
- Los métodos basados en el estimador de orden completo presentan las mejores características generales en cuanto a la estimación del flujo y la velocidad. Por otro lado, son complejos y precisan de una mayor capacidad de cálculo que los MRAS.
- Los métodos basados en el filtro de Kalman extendido tienen unos resultados óptimos en cuanto a la estimación de la velocidad y el flujo, sin embargo, dada su complejidad tiene un coste computacional alto.
- El uso de métodos basados en el flujo del ranurado del estátor y rotor tiene como ventaja que los parámetros de la máquina no tienen influencia en la estimación de velocidad a diferencia de las técnicas basadas en las ecuaciones de la máquina. Por otro lado este método tiene algunas desventajas, como que los armónicos generados en el ranurado dependen de las condiciones de carga del sistema así como que la configuración de los ranurados depende de la forma de construcción de cada máquina.
- Los estimadores basados en la saturación magnética sólo pueden aplicarse a máquinas especialmente construidas o modificando el control de corrientes con la inyección de componentes de alta frecuencia. Además presentan un ancho de banda limitado.
- El estimador basado en las variaciones de la inductancia de fugas permite la estimación a velocidades próximas a cero. Por otro lado no existen en la bibliografía resultados que determinen que este estimador funciona adecuadamente velocidades altas.
- Los métodos basados en inteligencia artificial en la actualidad no están desarrollados en profundidad. Son menos sensibles a variaciones en los parámetros pero tienen un coste computacional alto ya que se deben implementar estimadores con número elevado de neuronas.



## ***5. Control vectorial de la máquina de inducción***

---

En este capítulo se describe y se analiza con detalle la técnica de control vectorial para aplicación a motores de inducción.

### ***5.1 Introducción***

Desde hace varias décadas se han desarrollado modelos matemáticos para la máquina asíncrona a fin de obtener un sistema desacoplado del control del flujo y del par con un comportamiento similar al de una máquina de corriente continua. La primera propuesta para resolver este problema presentó el concepto de campo orientado. Esta idea fue presentada por *Hasse* (1969) y *Blaschke* (1972).

La complejidad de las transformaciones necesarias en el modelo en un campo orientado hacía muy difícil su implementación por medios analógicos. Hasta que no se desarrolló la electrónica digital y los microprocesadores no se pudieron implementar este tipo de esquemas de control. Actualmente, con los sistemas electrónicos avanzados existentes, se implementan sistemas de control con gran coste computacional como algoritmos de identificación de parámetros, control sensorless o técnicas de control no lineal.

Por otro lado hasta que no llegaron avances en electrónica de potencia existían limitaciones para la implementación de sistemas de control en campo orientado.

### ***5.2 Principios de funcionamiento del control vectorial***

El objetivo fundamental de los sistemas de control vectorial para máquinas asíncronas es efectuar una estrategia de control semejante a la máquina de corriente continua con excitación independiente.

La utilización de los vectores espaciales y la transformación a coordenadas en ejes  $dq$  permiten transformar un sistema trifásico a un sistema bifásico cuyas variables en estado estable son constantes. Se trata de establecer la posición del sistema de los ejes  $dq$  sobre la máquina que permita un control desacoplado del flujo y del par. Existen tres posibilidades para elegir un sistema de ejes de coordenadas para efectuar el desacoplo del flujo y del par. Son los métodos del control vectorial siguientes:

- Control en coordenadas de flujo del estátor.
- Control en coordenadas de flujo de rotor (campo orientado).
- Control en coordenadas de flujo de entrehierro.

Aunque el modelo matemático de la máquina asíncrona es igual en los tres casos, hay una importante diferencia desde el punto de vista de la dinámica del control a la hora de la elección del sistema de ejes.

El método de campo orientado permite a la máquina asíncrona operar de forma desacoplada. Este desacoplamiento no es más que lograr separar las corrientes del estátor de forma que  $i_{ds}$  sea la que produzca el flujo e  $i_{dq}$  sea la que produzca el par, siendo la corriente regulada por el par la que demanda la carga. En general, se fuerza el flujo a un valor constante, debido a su respuesta dinámica lenta para evitar la saturación del núcleo por medio del debilitamiento del flujo hasta que se alcance la respuesta máxima del par y del flujo.

Para controlar la máquina de inducción se utiliza un convertidor de fuente de tensión (VSC). La señal de salida del control vectorial es modulada en PWM y es usada para efectuar el control sobre los estados de conmutación del inversor.

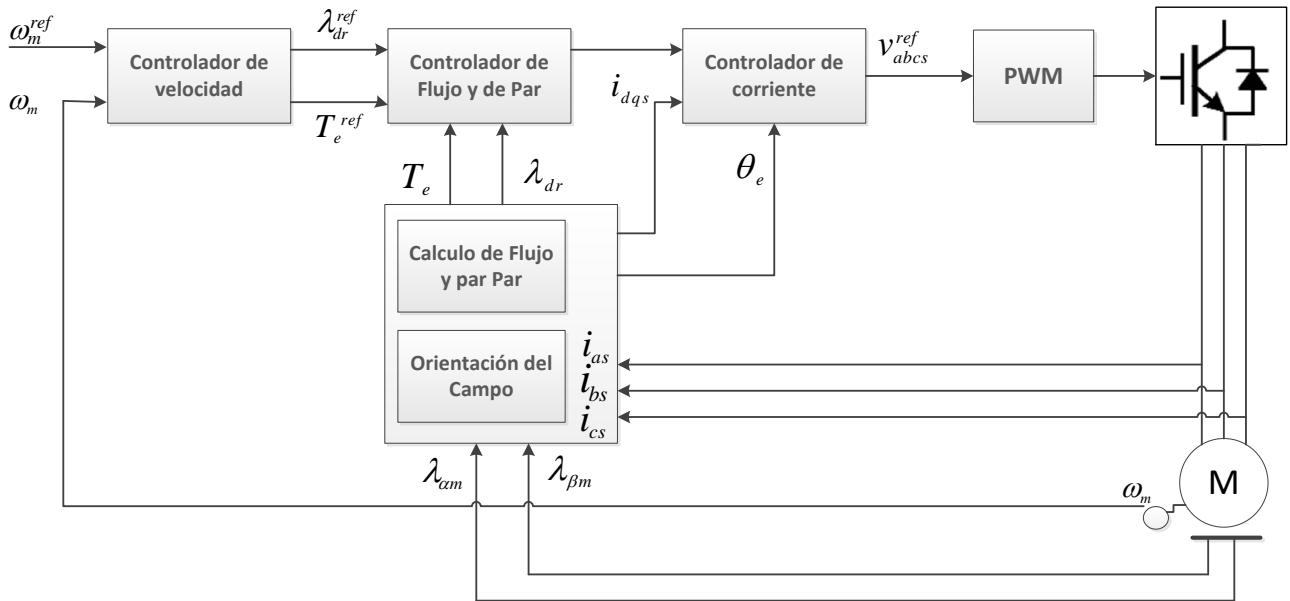


Figura 5.2.1. Control por campo orientado directo de corriente.

Existen dos técnicas para implementar el control por campo orientado de una máquina de inducción [12] [20]. Están basadas en el control y la ubicación conveniente del vector de flujo del rotor. La primera técnica consiste en un método directo que necesita la utilización de un sensor de flujo o un estimador empleando modelos de flujos y el VSC puede ser controlado por las referencias de las corrientes o de las tensiones del estátor. Aplicando este método se pueden establecer dos estrategias, un control por campo orientado directo de corriente representado en la Figura 5.2.1 o un control por campo orientado directo de tensión mostrado en la Figura 5.2.2 La segunda técnica es un método indirecto, en el que el desacople se consigue utilizando los valores de las referencias del flujo y del par y la medición de la velocidad o la posición como se muestra en la Figura 5.2.3.

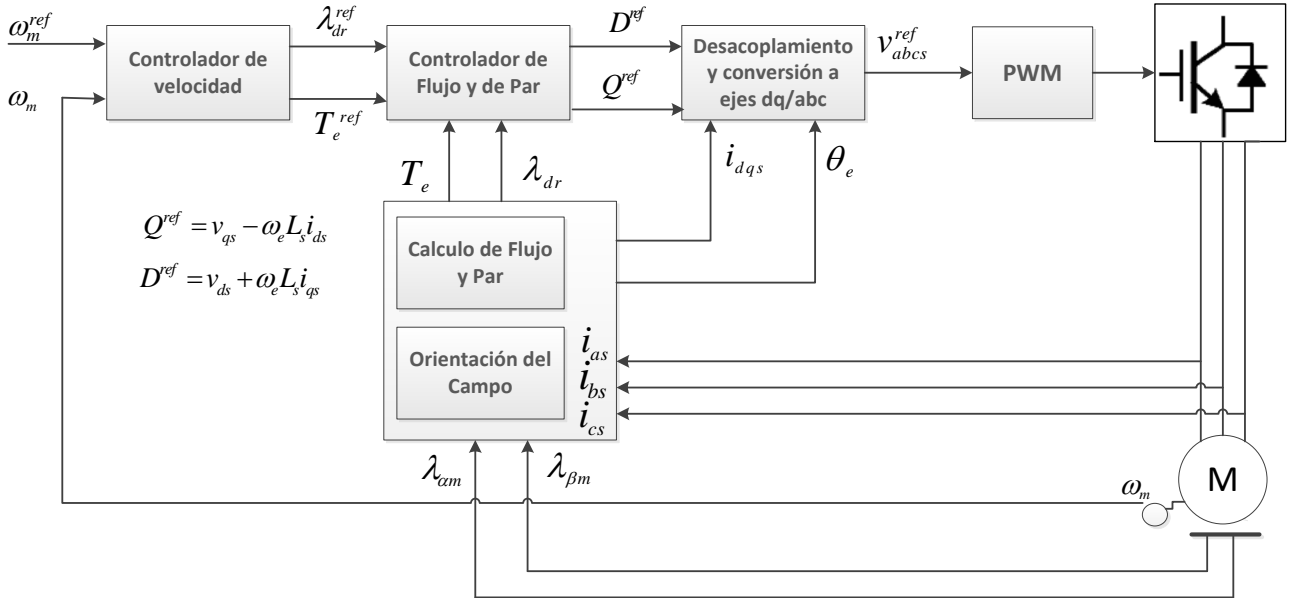


Figura 5.2.2. Control por campo orientado directo de tensión.

El control por campo orientado indirecto no necesita medir o estimar el flujo, simplificando así el control y reduciendo los costes. Sin embargo, el cálculo de la frecuencia del deslizamiento depende de la constante de tiempo del rotor, la cual varía principalmente con la temperatura del rotor. En este trabajo se emplee un control por campo orientado indirecto donde la orientación del flujo se obtiene mediante la medición de las corrientes y la posición del rotor.

En la Figura 5.2.3 se representan por un lado el convertidor de potencia y la máquina de inducción y por otro, los controladores vectoriales. Existen tres bloques fundamentales: controlador de velocidad, controlador de flujo orientado y controlador de corriente.

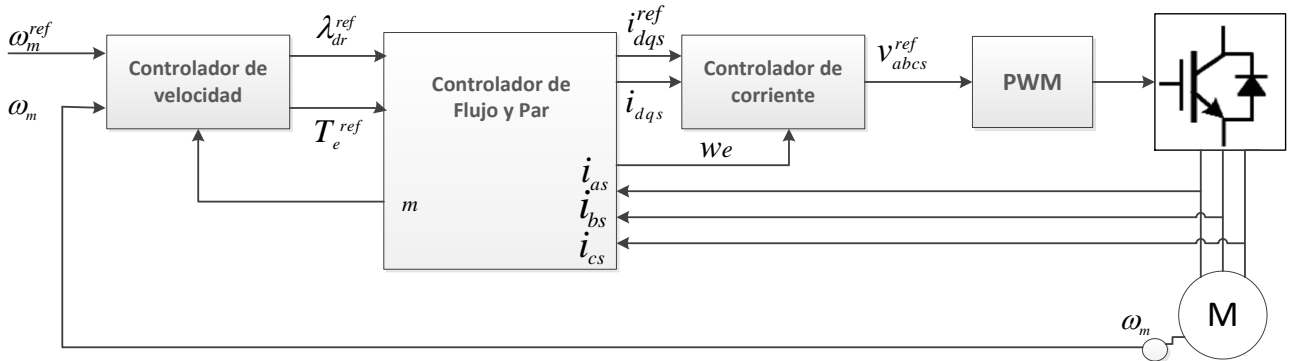


Figura 5.2.3. Control por campo orientado indirecto de corriente.

### 5.3 Ecuaciones de la máquina de inducción en campo orientado

El control por campo orientado permite operar la máquina de forma desacoplada. Este desacoplamiento consiste en lograr separar las corrientes del estator de forma que  $i_{ds}$  sea la que produzca el flujo e  $i_{qs}$  sea la que produzca el par, siendo la corriente regulada por el par la que demande la carga.

### 5.3.1 Condiciones del control vectorial en campo orientado indirecto

La componente del eje d del vector de flujo del rotor  $\lambda_{dr}$  se coloca sobre el eje real, haciendo que el eje real sea igual al valor total del flujo del rotor y la componente del eje q sea cero  $\lambda_{qr}$ . De esta forma se mantiene el flujo constante siendo el par proporcional a la variación de la corriente en el eje q.

### 5.3.2 Ecuaciones de la máquina de inducción

A partir de las expresiones (3) y (4) se obtiene la siguiente ecuación:

$$\lambda_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} = 0 \rightarrow i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (38)$$

Sustituyendo la expresión de la corriente del rotor en el eje q en la ecuación 3.34 del par electromagnético, se obtiene la siguiente ecuación:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} i_{qs} \quad (39)$$

Al estar el par controlado con la corriente del estator en el eje q, el flujo en el eje d tiene que ser constante en el estado estacionario. Por lo tanto, su derivada con respecto al tiempo debe ser también nula.

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = 0 \quad (40)$$

La frecuencia angular del deslizamiento se obtiene de la expresión de la tensión del rotor en el eje q:

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (41)$$

La frecuencia angular de deslizamiento  $\omega_s$  no se va a estimar a partir de las variables realimentadas, sino a partir de las variables de referencia del flujo y del par. Una vez obtenido el deslizamiento, la obtención del ángulo de desacople es inmediata.

$$\omega_s = \omega_e - \omega_r = -\frac{r_r i_{qr}}{\lambda_{dr}} \quad (42)$$

A partir de (42) se obtiene la siguiente expresión de la velocidad de deslizamiento:

$$\omega_s = \frac{r_r L_m i_{qs}}{L_r \lambda_{dr}} = \frac{L_m i_{qs}}{\tau_r \lambda_{dr}} \quad (43)$$

La expresión de la tensión del rotor

$$v_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (44)$$

En el estado estacionario, la expresión del flujo del rotor en el eje d es:

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (45)$$

El modulo del flujo del rotor está ajustado por la corriente del estator en el eje d y su orientación se mantiene por la velocidad de deslizamiento o indirectamente por la corriente del estator en el eje q, que controla también el par. Con la orientación apropiada del campo, la dinámica de  $\lambda_{dr}$  se limitará en el eje d y estará determinada por la constante de tiempo del rotor del circuito.

En el estado transitorio, el flujo del rotor en el eje d es:

$$\begin{aligned} v_{dr} &= r_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \rightarrow \lambda_{dr} = -\frac{r_r i_{dr}}{s} \\ \lambda_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \rightarrow \lambda_{dr} = \frac{L_m}{1 + \tau_r s} i_{ds} \end{aligned} \quad (46)$$

Siendo

$$s = \frac{d}{dt}, \tau_r = \frac{L_r}{r_r}$$

Las estrategias de control vectorial indirecto son sensibles a las variaciones en los parámetros de la máquina, principalmente a la constante de tiempo del rotor  $\tau_r$ .

## 5.4 Diseño de controladores

Los controladores de velocidad, de flujo y de corriente están conectados en serie en el interior del lazo de control como muestra la Figura 5.2.3. Con esta disposición en serie la dinámica de cada control afecta al resto y deben tener bien configurado el tiempo de la respuesta entre los mismos. El controlador de corriente tiene que ser suficientemente rápido como para no influir sobre los otros controladores. El controlador de flujo tiene que tener un tiempo de establecimiento más grande que del controlador de corriente y más pequeño que del controlador de velocidad. Por lo último, el controlador de velocidad tiene que ser el más lento dentro del lazo de control para influir en la dinámica de todo el lazo de control.

Para diseñar los controladores, hay que realizar los siguientes pasos:

- Se obtiene la función de transferencia de la planta en el dominio de Laplace por medio del modelo matemático de la máquina de inducción.
- Transformar la función de transferencia del dominio de Laplace al dominio Z usando Zero Order Hold (ZOH) con el objetivo de implementar el controlador de forma digital y con un tiempo de muestreo de 200  $\mu$ s. Desarrollar la función de transferencia en lazo cerrado que está compuesta por la planta discreta y el controlador. Todos los controladores usados son controladores PI.
- Una vez obtenida la función de transferencia en lazo cerrado, se usa su denominador para calcular la constante proporcional y la constante integral del controlador PI en función del tiempo de establecimiento  $t_s$  y el sobreimpulso (determinado por el factor de amortiguamiento  $\xi$ ) haciendo una comparación con el denominador de una función de transferencia estándar de segundo grado.

$$D(z) = z^2 - 2\rho \cos \theta z + \rho^2 \quad (47)$$

Siendo:

$$\theta = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} T_s, \rho = e^{-\omega_n \xi T_s} \text{ y } \omega_n = f(t_s)$$



### 5.4.2 Controlador de flujo

La principal característica de este método es permitir a la máquina asíncrona operar de forma desacoplada. La Figura 5.4.4 muestra el diagrama de bloques del controlador del flujo que contiene los siguientes bloques:

- Cálculo de la frecuencia y la fase del estátor.
- Cálculo del flujo en el eje d a partir de las corrientes del estátor.
- Un controlador del flujo PI y un saturador de flujo que tiene como salida la corriente de referencia del rotor en el eje d.
- Cálculo de la corriente de referencia del rotor en el eje q a partir del flujo del rotor calculado en el eje d y el par de referencia obtenido en la salida del controlador de velocidad.

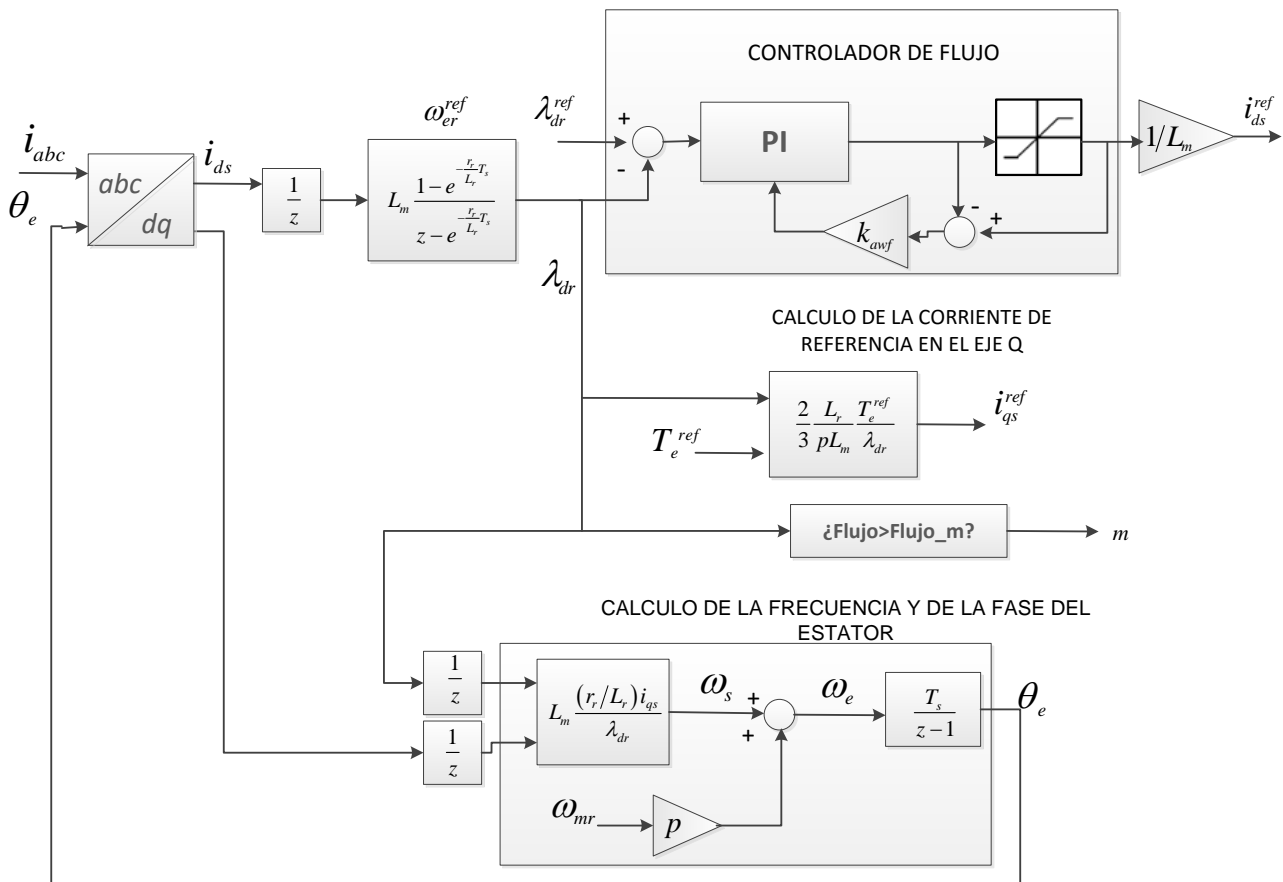


Figura 5.4.4. Diagrama de bloques del controlador de flujo orientado.

Se obtiene la función de transferencia de la planta:

$$T_f(s) = \frac{\lambda_{dr}}{i_{ds}}(s) = \frac{L_m}{1 + \tau_r s} \quad (48)$$

La función de transferencia en dominio de tiempo discreto es:

$$T_f(z) = L_m \frac{1 - e^{-\frac{T_s}{\tau_r}}}{z - e^{-\frac{T_s}{\tau_r}}} = \frac{a_f}{z - b_f} \quad (49)$$

La función de transferencia del controlador es:

$$C_f(z) = k_{pf} \frac{z - \alpha_f}{z - 1} \quad (50)$$

La función de transferencia en lazo cerrado del controlador de flujo es:

$$H_f(z) = \frac{C_f(z)T_f(z)}{1 + C_f(z)T_f(z)}$$

$$H_w(z) = k_{pf} a_f \frac{z - \alpha_f}{z^2 - (b_f + 1 - k_{pf} a_f)z + b_f - k_{pf} a_f \alpha_f} \quad (51)$$

Comparando el denominador con un sistema estándar de segundo grado, sacamos las constantes del controlador PI:

$$k_{pf} = \frac{b_f + 1 - 2e^{-\omega_n \xi T_s} \cos(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} T_s)}{a_f}$$

$$\alpha_f = \frac{b_f - e^{-2\omega_n \xi T_s}}{b_f + 1 - 2e^{-\omega_n \xi T_s} \cos(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} T_s)}$$

$$k_{if} = \frac{k_{pf}}{T_s} (1 - \alpha_f) \quad (52)$$

La ganancia de anti-windup es:

$$k_{af} = \frac{1}{k_{pf}} \quad (53)$$

Siendo  $k_{pf}$ ,  $\alpha_f$  y  $k_{if}$  respectivamente la constante proporcional, el cero y la constante integral del controlador PI.

El controlador envía una señal  $m$  que indica la magnetización de la máquina dependiendo del valor del flujo. Esta señal se activa cuando el flujo alcanza el 85% del flujo de referencia. Si la máquina está lo suficientemente magnetizada el control da un orden para iniciar el movimiento del rotor.

### 5.4.3 Controlador de corriente

El controlador de corriente trata de conseguir que las corrientes del estátor sigan a sus referencias para obtener un error cercano a cero. El control de corriente se implementa con controladores PI.

En la Figura 5.4.6, se muestra el diagrama de bloques del controlador de corriente que contiene los siguientes bloques:

- Limitador de la corriente de referencia en el eje q.
- Controladores PI de corriente en el eje d y en el eje q con un anti-windup. Su salida son las tensiones de referencia en ejes dq.
- Limitador de tensión en ejes dq.

Las entradas del controlador de corriente son las corrientes del estátor y sus corrientes de referencia que son las salidas del controlador de flujo, la corriente de referencia en el eje q se satura cuando la magnitud del vector de las corrientes de referencia  $i_{dq}^{ref}$  satisface la siguiente condición:

$$\left| \vec{i}_{dq}^{ref} \right| = \sqrt{\left( i_{ds}^{ref} \right)^2 + \left( i_{qs}^{ref} \right)^2} \leq \frac{S_n}{V_n} \quad (54)$$

Siendo  $S_n$  la potencia nominal aparente en VAr y  $V_n$  la tensión nominal del estátor en Vrms.

$$i_{qs}^{refs} \leq \sqrt{\left( \frac{S_n}{V_n} \right)^2 - \left( i_{ds}^{ref} \right)^2} \quad (55)$$

Siendo  $i_{qs}^{refs}$  la corriente de saturación de  $i_{qs}^{ref}$ .

Los controladores de corriente en el eje d y en el eje q se basan en un controlador PI. El error de la corriente se transforma en una referencia de tensión con un saturador para que no se alcance el límite del VSC. Los controladores de corriente tienen un anti-windup para minimizar el efecto del saturador de la tensión.

A partir de estas expresiones:

$$\begin{aligned} \vec{\lambda}_{dqs} &= L_s \vec{i}_{dqs} + L_m \vec{i}_{dqr} \\ \vec{\lambda}_{dqr} &= L_r \vec{i}_{dqr} + L_m \vec{i}_{dqs} \end{aligned} \quad (56)$$

Se obtiene:

$$\vec{\lambda}_{dqs} = \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) \vec{i}_{dqs} + \frac{L_m}{L_r} \vec{\lambda}_{dqr} \quad (57)$$

De las expresiones (22), (55) y (56) se obtiene las siguientes ecuaciones:

$$\left. \begin{aligned} \vec{V}_{dqs} &= r_s \vec{i}_{dqs} + s \vec{\lambda}_{dqs} + j \omega_e \vec{\lambda}_{dqs} \\ \vec{V}_{dqs} &= (r_s + s L_\sigma + j \omega_e L_\sigma) \vec{i}_{dqs} + \frac{L_m}{L_r} (s + \omega_e) \vec{\lambda}_{dqr} \end{aligned} \right\} \rightarrow \vec{V}_{dqs} = (r_s + s L_\sigma + j \omega_e L_\sigma) \vec{i}_{dqs} + \vec{V}_{ff} \quad (58)$$

Siendo  $L_\sigma = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$  la inductancia de fuga y  $\vec{V}_{ff} = \frac{L_m}{L_r} (s + \omega_e) \vec{\lambda}_{dqr}$  la tensión *feedforward*.

Se hace un acoplamiento cruzado con el término *feedbacking*. La tensión *feedforward* rompe la conexión directa entre las corrientes y las tensiones del estátor. Para obtener la función de transferencia de la planta:

$$T_c(s) = \frac{1}{(r_s + s L_\sigma + j \omega_e L_\sigma)} \quad (59)$$

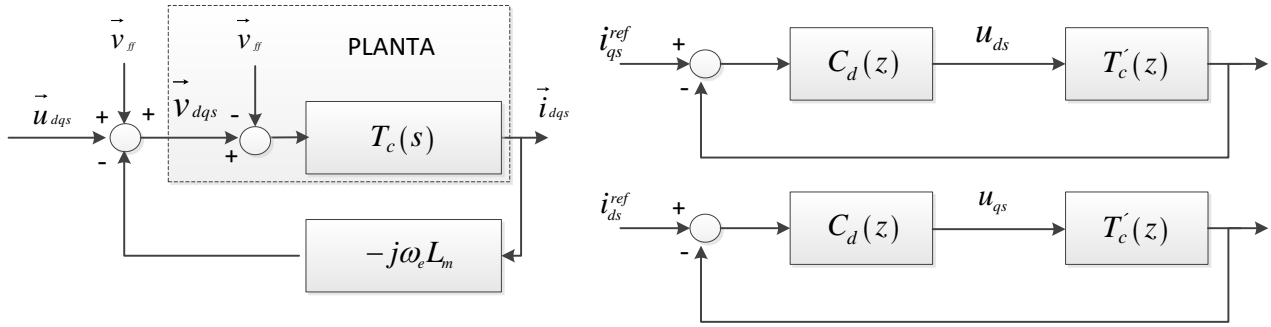


Figura 5.4.5. Proceso para simplificar la planta original del controlador de corriente.

Obtenemos la siguiente función de transferencia eliminando la tensión feedforward  $\vec{V}_{ff}$  y el término feedbacking  $-j\omega_e L_\sigma$ :

$$T_c'(s) = \frac{T_s(s)}{1 - j\omega_e L_\sigma T_s(s)} = \frac{1}{(r_s + sL_\sigma)} \quad (60)$$

$$T_c(z) = \frac{1}{r_s} \frac{1 - e^{-\frac{r_s}{L_\sigma} T_s}}{z - e^{-\frac{r_s}{L_\sigma} T_s}} = \frac{a_c}{z - b_c} \quad (61)$$

La función de transferencia del controlador es:

$$C_c(z) = k_{pc} \frac{z - \alpha_c}{z - 1} \quad (62)$$

Los diferentes controladores de corriente en el eje d y en el eje q van a tener la misma función de transferencia:

$$\begin{aligned} C_c(z) &= C_d(z) = C_q(z) \\ H_c(z) &= \frac{C_c(z) T_c'(z)}{1 + C_c(z) T_c'(z)} \\ H_w(z) &= k_{pc} a_f \frac{z - \alpha_c}{z^2 - (b_c + 1 - k_{pc} a_c)z + b_c - k_{pc} a_c \alpha_c} \end{aligned} \quad (63)$$

Comparando el denominador con un sistema estándar de segundo grado, extraemos las constantes del controlador PI:

$$\begin{aligned} k_{pc} &= \frac{b_c + 1 - 2e^{-\omega_n \xi T_s} \cos(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} T_s)}{a_c} \\ \alpha_f &= \frac{b_c - e^{-2\omega_n \xi T_s}}{b_c + 1 - 2e^{-\omega_n \xi T_s} \cos(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} T_s)} \\ k_{if} &= \frac{k_{pc}}{T_s} (1 - \alpha_c) \end{aligned} \quad (64)$$

La ganancia de anti-windup es:

$$k_{ac} = \frac{1}{k_{pc}} \quad (65)$$

Se emplea una técnica para limitar la tensión de referencia cuando excede la tensión máxima del VSC “Circular Limit Method” [21]. Esta técnica consiste en mantener el ángulo del vector de la tensión de referencia cuando es necesario reducir su módulo.

Se aplica la transformada  $T_{dq \rightarrow abc}(\theta_e)$  a las tensiones de referencia del estátor usando la fase del estátor eléctrica que se obtiene por medio de la integración de la frecuencia del estátor obtenida en el controlador FOC.

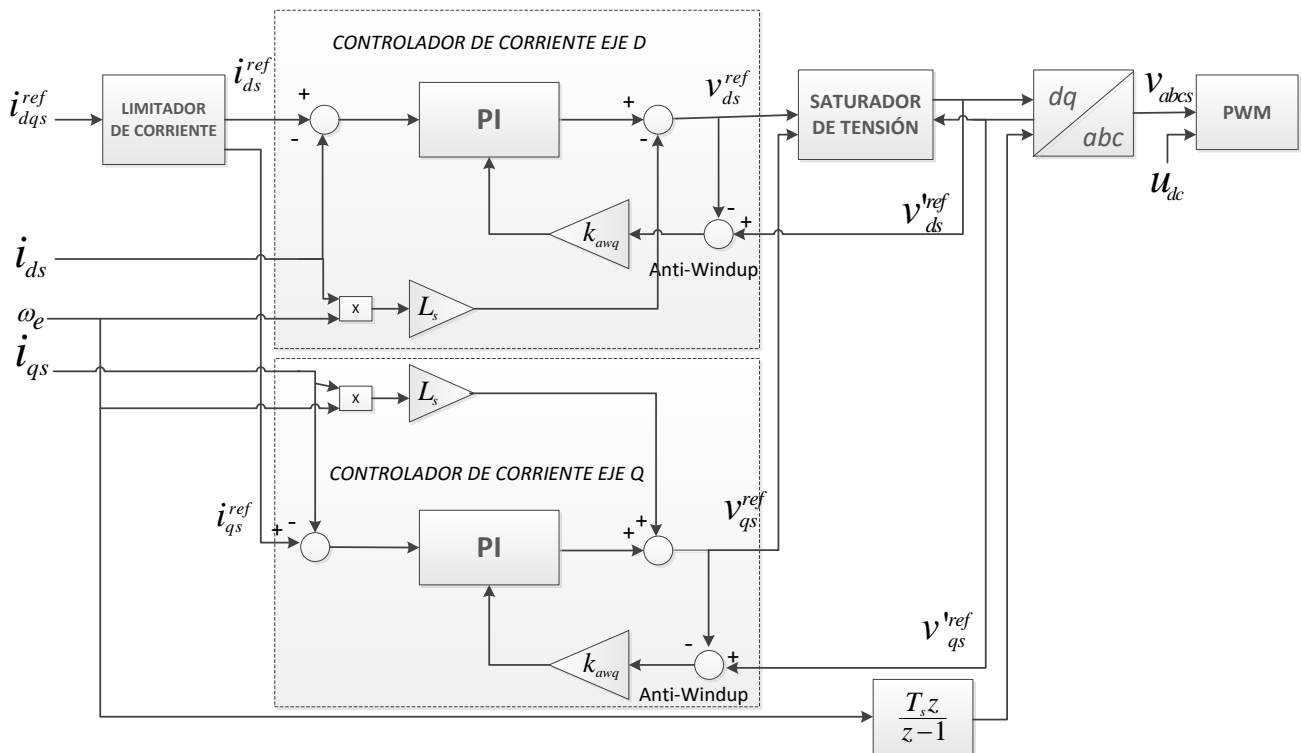


Figura 5.4.6. Diagrama de bloque del controlador de corriente.

Por último, se realiza una modulación PWM que se basa en la comparación entre el vector de referencia de tensión en ejes  $abc$  y una señal portadora de forma triangular, de modo que las amplitudes trifásicas se ponderan temporalmente. Para esto se necesita la tensión del DC-bus. La Figura 5.4.6 representa el esquema de controlador de corriente.

#### 5.4.1 Controlador de velocidad

El controlador de velocidad tiene las siguientes funciones:

- Limitador de la velocidad. Las referencias con aceleraciones altas están limitadas ya que pueden provocar picos de corrientes altas que puedan dañar al controlador.
- Referencia de flujo. La referencia del flujo se limita cuando la velocidad del rotor alcanza valores elevados.

- El principal objetivo de este controlador consiste en que la velocidad del rotor siga la referencia. Se usa un controlador PI cuya salida está limitada a fin de evitar referencias indeseables del par.
- La máquina de inducción debe estar magnetizada al arranque. El controlador de velocidad evita el arranque de la máquina en el caso que no esté magnetizada.

El diagrama de bloques del controlador de velocidad se muestra abajo en la Figura 5.4.7.

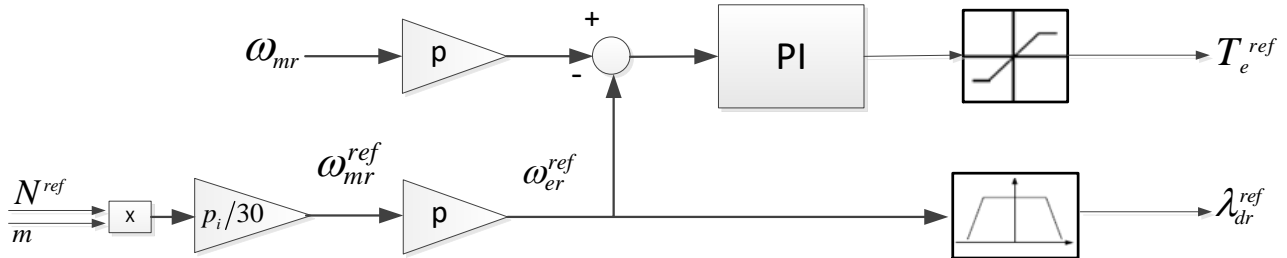


Figura 5.4.7. Diagrama de bloques del controlador de velocidad

A partir de la expresión del modelo mecánico de la máquina de inducción (16) se obtiene:

$$T_w(s) = \frac{\omega_r(s)}{T_e(s)} = \frac{p}{Js} \quad (66)$$

Aplicando el método ZOH para obtener la función de transferencia en dominio Z:

$$T_w(z) = \frac{pT_s}{J} \frac{1}{z-1} \quad (67)$$

La función de transferencia del controlador PI de velocidad:

$$C_w(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (68)$$

Aplicamos el método ZOH para obtener la función de transferencia en el dominio Z:

$$C_w(z) = k_p + k_i T_s \frac{1}{z-1}$$

$$C_w(z) = k_p \frac{z - \frac{k_p + k_i T_s}{k_p}}{z-1} \quad (69)$$

Simplificamos la función de transferencia del PI obtenemos:

$$C_w(z) = k_{pw} \frac{z - \alpha_w}{z-1} \quad (70)$$

$$k_{pw} = k_p \quad y \quad k_{iw} = \frac{k_p}{T_s} (\alpha_w - 1)$$

La función de transferencia en lazo cerrado del controlador de velocidad es:

$$H_w(z) = \frac{C_w(z)T_w(z)}{1 + C_w(z)T_w(z)}$$

$$H_w(z) = \frac{k_{pw} pT_s}{J} \frac{z - \alpha_w}{z^2 - \left(2 - \frac{k_{pw} pT_s}{J}\right)z + 1 - \frac{k_{pw} pT_s}{J} \alpha_w} \quad (71)$$

Comparando el denominador con un sistema estándar de segundo grado, sacamos las constantes del controlador PI:

$$k_{pw} = \frac{2J}{pT_s} \left(1 - e^{-\omega_n \xi T_s} \cos\left(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} T_s\right)\right)$$

$$\alpha_w = \frac{1}{2} \frac{1 - e^{-2\omega_n \xi T_s}}{1 - e^{-\omega_n \xi T_s} \cos\left(\omega_n \sqrt{1 - \xi^2} T_s\right)}$$

$$k_{iw} = \frac{k_{pw}}{T_s} (1 - \alpha_w) \quad (72)$$

$k_{pw}$ ,  $\alpha_w$  y  $k_{iw}$  Son respectivamente la constante proporcional, el cero y la constante integral de control PI. En la Figura 5.4.7 la señal de entrada denominada **m** mantiene la velocidad de referencia a cero siempre que no se alcance un nivel determinado del flujo del rotor, es decir, mientras que la máquina no esté totalmente magnetizada.

## ***6. Control directo del par (DTC) de la máquina de inducción***

En este capítulo se describe y se analiza con detalle la técnica de control directo del par en aplicación a motores de inducción.

### ***6.1 Introducción***

Los primeras técnicas para el control de máquinas de inducción fueron métodos escalares pero la respuesta obtenida con estos métodos no es adecuada ya que no regula por separado el flujo y el par de la máquina.

Más tarde se desarrolló una nueva estrategia de control llamada control directo del par (DTC) que ofrece una respuesta muy rápida de par y un comportamiento dinámico con buen desempeño y que emplea un modelo más sencillo la estrategia de control vectorial.

### ***6.2 Principios de funcionamiento del DTC***

El control directo de par se basa en el cálculo de los valores instantáneos del par y del flujo a partir de las tensiones y corrientes del estátor de la máquina de inducción. El par y el flujo se controlan directamente y de forma independiente mediante la selección óptima de los estados de conmutación del inversor y limitando los errores del par y del flujo mediante controladores histéresis del par y del flujo cuyas salidas son señales lógicas de valores discretos que se aplican a la tabla que contiene los vectores óptimos de conmutación.

Se controla el par de la máquina con el valor de la magnitud y rotación del vector del flujo utilizando estados de conmutación adecuados para el inversor. En la Figura 6.2.1. Diagrama de bloques del control directo del par (DTC). Los valores calculados del par y del flujo se comparan con sus consignas. Los errores obtenidos del par y del flujo entran en los controladores de histéresis. Sus salidas son señales lógicas de valores discretos que se aplican a la tabla de conmutación que elige uno de los ocho estados posibles del vector espacial de la tensión del inversor.

La topología clásica de DTC se basa en dos controladores de histéresis cuyas salidas son señales lógicas de valores discretos que se aplican a la tabla que contiene los vectores óptimos de conmutación. Las principales características del DTC clásico son [12]:

- La frecuencia de conmutación es variable y depende de la anchura de la banda de histéresis. Si esta es demasiado estrecha, la frecuencia de conmutación será alta y las pérdidas relacionadas con el VSC se incrementarán. Sin embargo, se reducen al mínimo el error y el rizado de par y de flujo. Por el contrario, si la banda de histéresis es ancha, las pérdidas debidas a la frecuencia de conmutación se reducirán, pero el error y el rizado de par y flujo aumentará.



- Ausencia de las transformaciones de las coordenadas que se requieren a la hora de implementar un control vectorial.
- Ausencia del bloque de la modulación de la tensión.
- Requiere un estimador del flujo y del par.

El funcionamiento del control tiene está basado principal la variación de la tensión aplicada a los devanados del estátor del motor. La variación de esta tensión se hace mediante un convertidor de potencia en modo que adecua las señales de tensión. A continuación se detalla el funcionamiento del control directo del par.

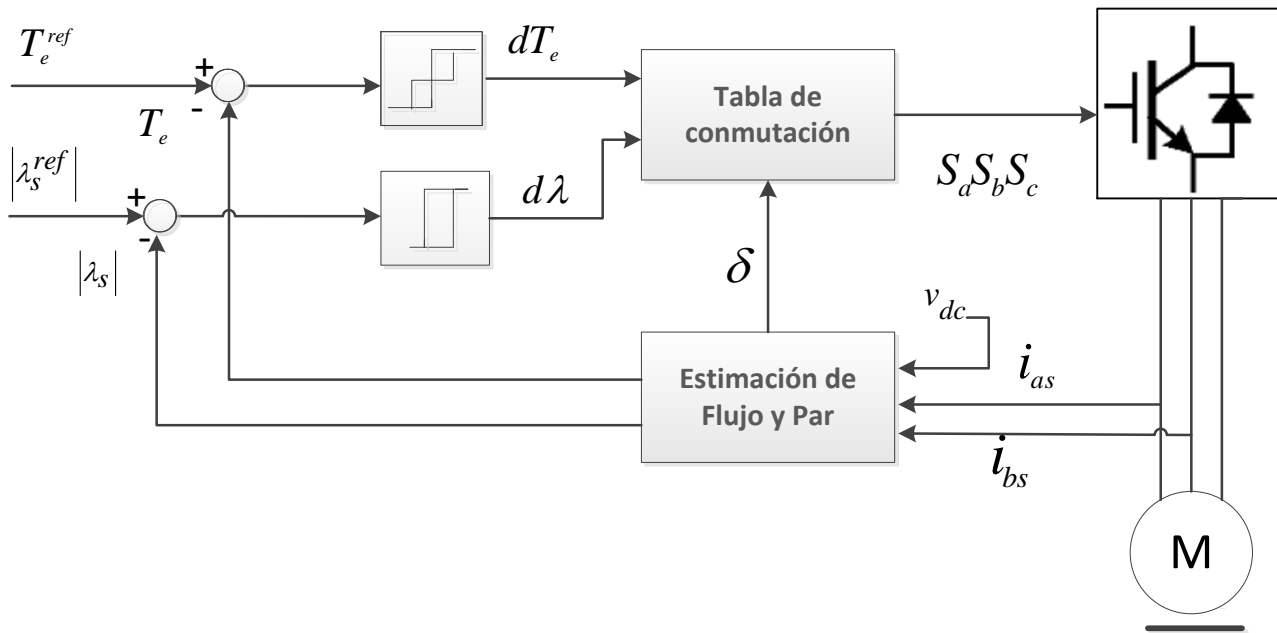


Figura 6.2.1. Diagrama de bloques del control directo del par (DTC).

En la Figura 6.2.1, el funcionamiento del control se basa en dos lazos de control, uno para controlar el flujo y otro para el control del par. En la Figura 6.2.1,  $T_e^{ref}$  se denomina par de referencia y  $\lambda_s^{ref}$  se denomina flujo de referencia. El bloque denominado "estimación del par y del flujo" se encarga de estimar dichos valores mediante la medición de las corrientes de dos fases y la tensión del DC-bus. Una vez que se ha estimado el par electromagnético  $T_e$  y el flujo magnético  $\lambda_s$  se comparan con sus respectivos valores de referencia y se generan dos errores, uno de par y otro de flujo.

Las señales que se obtienen de los controladores de histéresis se denominan  $dT_e$  para el lazo de par y  $d\lambda$  para el lazo de flujo. Estas señales son las entradas para la selección de los estados óptimos de conmutación. El ángulo del vector de flujo en el estátor  $\delta_s$  es el ángulo de giro del vector de flujo

La tabla de conmutación selecciona las señales que se envían al inversor para obtener los estados de conmutación óptimos. Esta selección se hace en base a la magnitud y ángulo del vector de flujo así como con los errores de par y flujo. Los estados óptimos de conmutación son combinaciones que genera el inversor para obtener una salida de tensión adecuada para lograr variar la velocidad de la máquina.

La variación del ángulo del flujo afecta directamente a la magnitud del par del motor. El flujo del rotor cambia lentamente por lo que una variación rápida del vector del flujo del estátor provoca una variación en el par. La Tabla 2 muestra las variaciones que se producen tanto en el flujo del rotor como en el par por sectores dado que el flujo es un vector espacial giratorio.

<b>Vector de tensión</b>	$\Delta\lambda_s$	$\Delta T_e$
$\vec{u}_1$	++	-
$\vec{u}_2$	+	+
$\vec{u}_3$	-	++
$\vec{u}_4$	--	+
$\vec{u}_5$	-	-
$\vec{u}_6$	0	--
$\vec{u}_0 - \vec{u}_7$	0	-

Tabla 2. Resumen de las influencias de los vectores espaciales de la tensión sobre el flujo y el par.

Los principios del DTC se resumen en:

- El flujo en el estátor depende fuertemente de la tensión de estátor ya que el flujo se calcula a partir de la integral de la tensión.
- El par desarrollado es proporcional al ángulo de par (diferencia angular entre los vectores de flujo de estátor y rotor).
- Los cambios en el vector de flujo de rotor son mucho más lentos que en el estátor.

### 6.3 Diseño del Control Directo del Par Clásico

A continuación se describe cómo aplicar la estrategia de control directo del par y cómo debe ser la tabla de conmutación del sistema, las características de los comparadores y como efectuar la estimación de flujo y de par electromagnético. Este tipo de control se basa en cómo reaccionan el vector de flujo y el valor del par respecto a los diferentes valores de tensión que el inversor entrega. A partir de esta información se construye la tabla de conmutación que indica que tipo de acción de control debe ejecutarse en base a las distintas situaciones durante el funcionamiento del sistema.

#### 6.3.1 Estimación del par y del flujo magnético

El esquema de control que se muestra en la Figura 6.3.2 corresponde a la implementación del sistema de control directo del par.

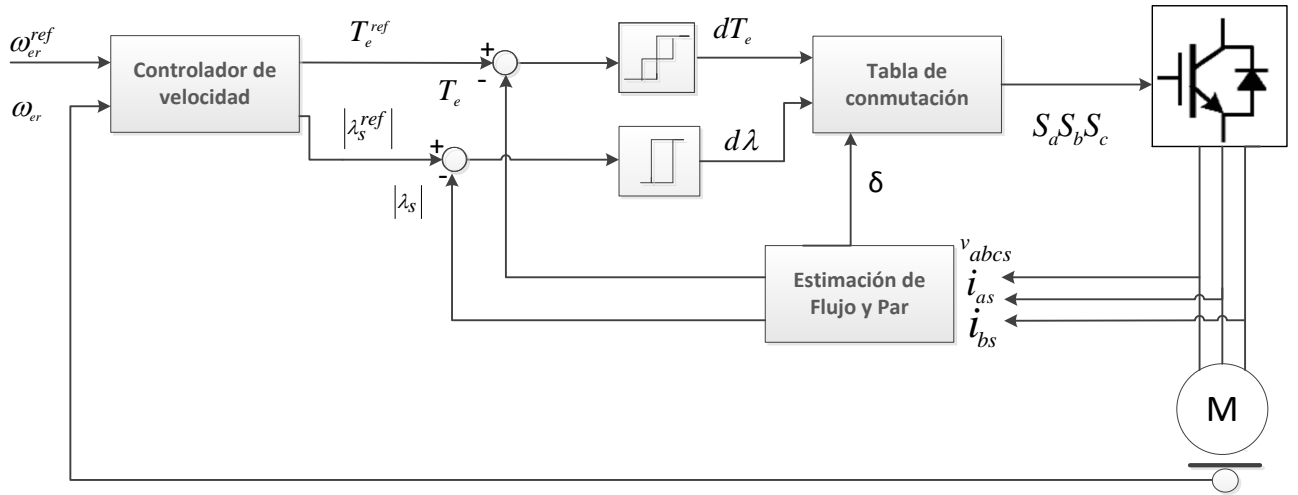


Figura 6.3.2. Control directo del par clásico de una máquina de inducción.

Se miden las tensiones de fase del motor para estimar el par y el flujo. Se añade un controlador de velocidad que obtiene la referencia de par a partir del error de velocidad. En el esquema propuesto en la Figura 6.2.1 las tensiones trifásicas son reconstruidas a partir de la medición de la tensión del DC-bus. La máquina asíncrona está en un sistema en coordenadas naturales  $abc$  y para la estimación de par y flujo se cambia a un sistema de referencia en coordenadas bifásicas en ejes  $dq$ .

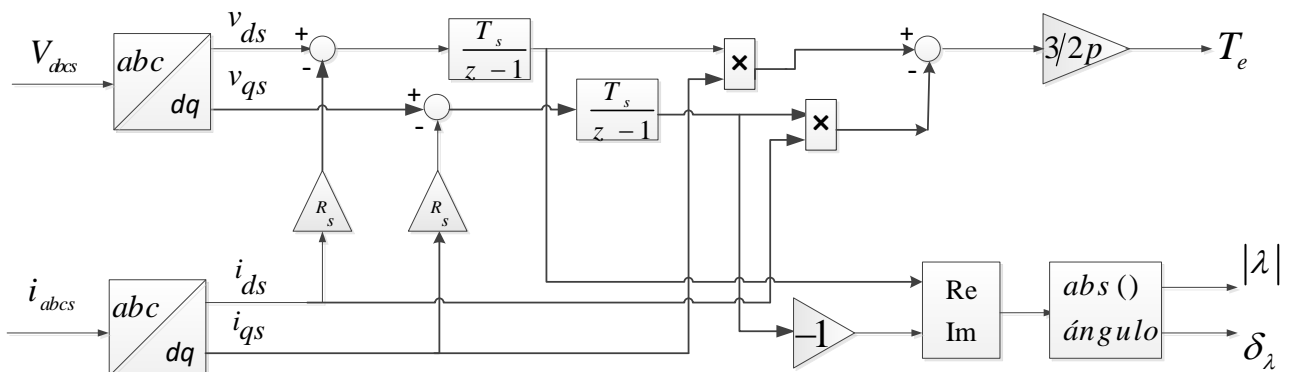


Figura 6.3.3. Estimador del flujo y del par.

Se miden las corrientes  $i_a$  e  $i_b$  y las tensiones  $v_a$  y  $v_b$ . Estas se transforman al sistema de referencia giratorio para determinar los vectores de tensión del estátor  $v_s$  y el vector de corriente  $i_s$  para estimación del vector de flujo del estátor  $\lambda_s$  y el par electromagnético  $T_e$ . A partir del modelo de la máquina asíncrona la estimación del par y el flujo puede realizarse a través de las siguientes expresiones [24].

La ecuación que el flujo magnético es:

$$\lambda = L \frac{di}{dt} \quad (73)$$

Si se considera la inductancia como un elemento magnético lineal con una relación tensión-corriente lineal. A partir de (65) la expresión de la tensión del estátor queda:

$$v_s = r_s i_s + \frac{d}{dt} \lambda_s \quad (74)$$

Si el sistema trifásico está equilibrado, la resistencia  $r_s$  de los devanados es igual para los devanados de la máquina y así mediante las mediciones de corrientes y tensiones en el estátor se tiene:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \lambda_{\alpha s} &= -r_s i_{\alpha s} + v_{\alpha s} \\ \frac{d}{dt} \lambda_{\beta s} &= -r_s i_{\beta s} + v_{\beta s} \end{aligned} \quad (75)$$

Resolviendo estos se tiene

$$\begin{aligned} \lambda_{\alpha s} &= \int (v_{\alpha s} - r_s i_{\alpha s}) dt \\ \lambda_{\beta s} &= \int (v_{\beta s} - r_s i_{\beta s}) dt \end{aligned} \quad (76)$$

Donde

$$\begin{aligned} v_{\alpha s} &= \frac{1}{3} (2v_{as} - v_{bs} - v_{cs}) \\ v_{\beta s} &= \frac{1}{\sqrt{3}} (-v_{bs} + v_{cs}) \end{aligned}$$

Siendo  $\lambda_{\alpha s}$  y  $\lambda_{\beta s}$  las componentes estimadas del vector de flujo magnético en el estátor en un sistema bifásico.

Pero como el sistema es balanceado  $v_{cs} = -(v_{as} + v_{bs})$ , por lo tanto  $v_{\alpha s}$  puede ser calculado solo con los valores de dos fases del motor. Algo similar ocurre con el cálculo de las corrientes  $i_{\alpha s}$  e  $i_{\beta s}$ . La magnitud y el ángulo del vector del flujo magnético del estátor está dado por:

$$\begin{aligned} |\lambda_s| &= \sqrt{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \\ \delta_{\lambda s} &= \tan^{-1} \frac{\lambda_{\beta s}}{\lambda_{\alpha s}} \end{aligned} \quad (77)$$

Finalmente el par electromagnético se puede estimar como en [20] [25]:

$$T_e = \frac{3}{2} p (\lambda_{\alpha s} i_{\beta s} - \lambda_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (78)$$

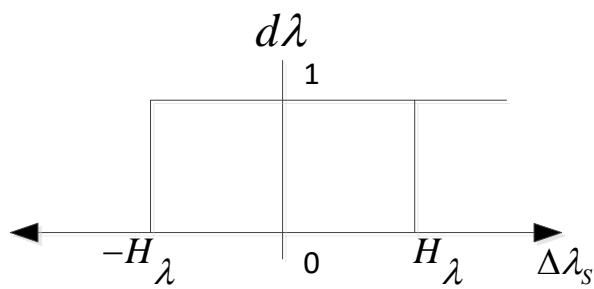
### 6.3.2 Control por histéresis o ciclos límite

Los controladores por histéresis, también denominados ciclos límite procesan los errores que produce la comparación del par y del flujo de referencia.

El controlador de flujo tiene dos niveles de saturación encargados de obtener a su salida una señal binaria [0, 1] que indica un estado lógico de activación o no activación. Este controlador indica si hay que aumentar el flujo o no.

La banda de histéresis está acotada por dos valores llamados límites de banda que indican de variación alrededor del valor de referencia para el flujo. Cuando la banda de histéresis es pequeña menor es el porcentaje de variación permitido para el flujo. Sin embargo, el controlador tendrá que hacer mayor

esfuerzo para mantenerse en la referencia. La Figura 6.3.4 representa el controlador por histéresis para el flujo.

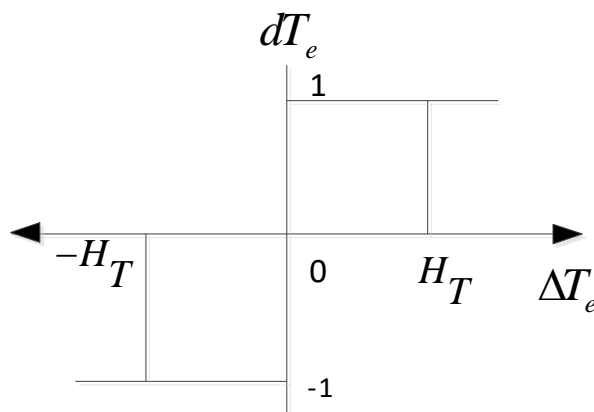


Condición	Salida
$\Delta\lambda_s \geq H_{\lambda P}$	$d\lambda = 1$
$\Delta\lambda_s \leq -H_{\lambda N}$	$d\lambda = 0$
En otro caso	$d\lambda = d\lambda$

Figura 6.3.4. Funcionamiento del control de histéresis para el lazo de flujo

Donde  $H_\lambda$  es el límite superior de la banda de histéresis y  $-H_\lambda$  es el límite inferior de la banda,  $d\lambda$  es la salida binaria del controlador de histéresis.

En la Figura 6.3.5 se representa para el controlador de par ciclo de histéresis. Este controlador posee tres niveles de saturación  $[-1, 0, 1]$  que indican si hay que aumentar, disminuir o mantener.



Condición	Salida
$\Delta T_e \geq H_T$	$dT_e = 1$
$\Delta T_e \leq 0$	$dT_e = 0$
En otro caso	$dT_e = dT_e$
$\Delta T_e \leq -H_T$	$dT_e = -1$
$\Delta T_e \geq 0$	$dT_e = 0$
En otro caso	$dT_e = dT_e$

Figura 6.3.5. Funcionamiento del control de histéresis para el lazo del par.

Donde  $H_T$  es el límite superior de la banda de histéresis y  $-H_T$  es el límite inferior de la banda,  $dT_e$  es la salida binaria del controlador de histéresis.

### 6.3.3 Tabla de estados óptimos de conmutación

El inversor entrega ocho posibles valores de tensión, denominados vectores de tensión. Su salida es una señal seccionalmente constante y una señal senoidal con amplitud y frecuencia variables. Para la selección de dichos estados intervienen las señales  $d\lambda$  y  $dT_e$  y el ángulo del vector de flujo  $\delta_\lambda$ . La construcción de la tabla está ligada a la variación de la tensión en el inversor,

El control directo del par está en operación si los estados óptimos están cambiando continuamente. La variación de los estados de conmutación produce una variación de tensión en el estátor que provoca una variación del flujo magnético producido en el estátor que a su vez genera que el par y la velocidad también varíen.

La Figura 6.3.6 hace una representación sobre el plano  $\alpha\beta$  dividiéndolo en 6 partes iguales llamadas sectores.

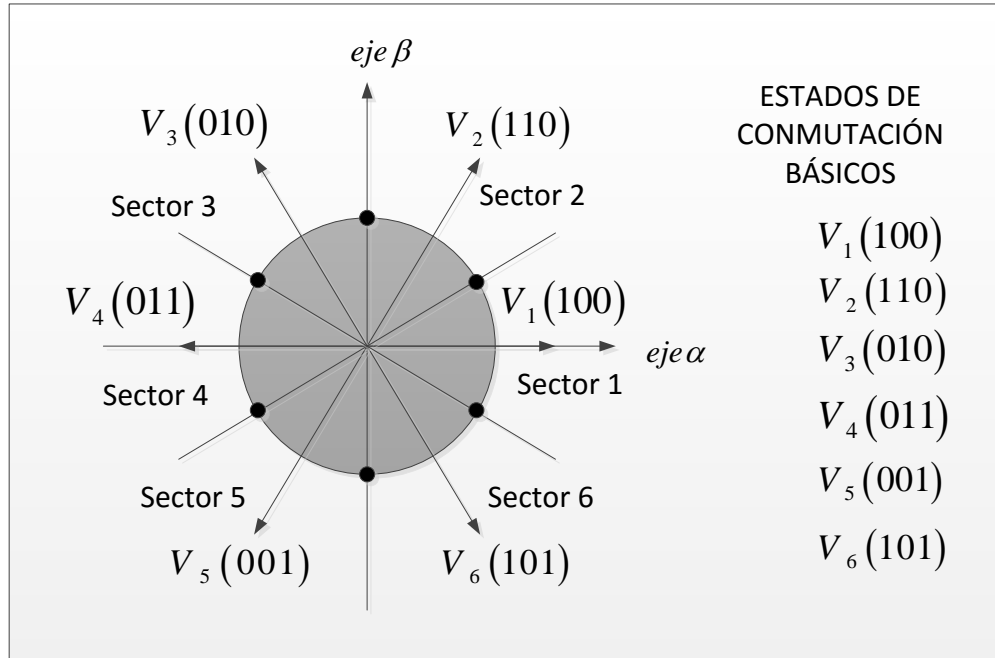


Figura 6.3.6. Vectores de directrices y sectores en el plano  $\alpha\beta$ .

Los vectores directrices  $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$  también son llamados vectores activos ya que son los que producen en el inversor una salida de tensión. Los vectores directrices tienen una combinación de señales binarias que determina el funcionamiento del inversor. Cada vector directriz tiene una combinación específica y cada una de ellas genera una salida de tensión distinta en el inversor. Las combinaciones (111) y (000) no generan salida de tensión del inversor y por ello no se toman en cuenta en la tabla de estados de conmutación.

Los vectores de tensión que se deben aplicar para cumplir los requerimientos del control directo de par quedan determinados por el vector de flujo magnético, es decir, cuando la velocidad es menor que el valor de referencia, el par electromagnético también lo es, entonces se aplican vectores de tensión que aceleran rápidamente al motor y se logre alcanzar el par y la velocidad de referencia. Por el contrario cuando la velocidad y el par son mayores que la referencia se aplican vectores de tensión que desaceleren rápidamente al motor. La Figura 6.3.7 explica este funcionamiento. En esta se tiene a  $\lambda_s$  como el vector de flujo aplicado para un cierto instante de tiempo y a  $\lambda_s(t + \Delta t)$  como el vector de flujo aplicado para un instante de tiempo después, lo que indica una variación del par y por tanto de la velocidad del motor mediante la selección de algún estado de conmutación o vector de tensión, se puede observar que dependiendo del estado de conmutación seleccionado se tendrá una magnitud distinta del vector de flujo  $\lambda_s(t + \Delta t)$ .

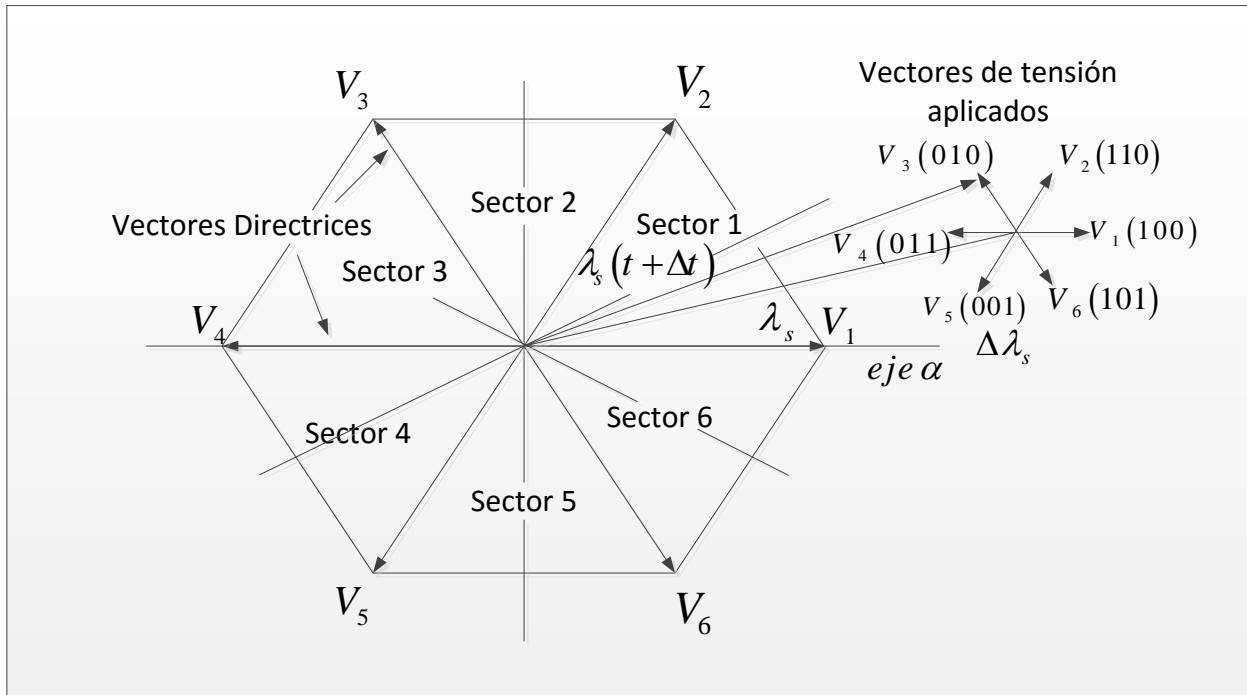


Figura 6.3.7. Determinación del vector de tensión aplicado mediante el vector de flujo magnético.

El análisis del sector 1 se repite para los otros sectores, se construye la Tabla 3 de estados óptimos de conmutación.

Señal binaria del flujo	Señal binaria del par	Sector 1	Sector 2	Sector 3	Sector 4	Sector 5	Sector 6
1	1	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$
	0	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$
	-1	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$
0	1	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$
	0	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_7$
	-1	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$

Tabla 3. Estados óptimos de conmutación para el control directo de par

Vectores de conmutación activos:  $\vec{V}_1(100); \vec{V}_2(110); \vec{V}_3(010); \vec{V}_4(011); \vec{V}_5(001); \vec{V}_6(101)$

Vectores de conmutación nulos:  $\vec{V}_0(000); \vec{V}_7(111)$

La Tabla 3 se dice que es óptima en el sentido de que produce el menor número de conmutaciones en el inversor. Estos vectores binario se aplican a los conmutadores del inversor, el valor 1 indica que el conmutador superior está cerrado y el inferior abierto, siendo el valor 0 la función complementaria.

Los errores de flujo y par,  $\varepsilon_\lambda$  y  $\varepsilon_T$ , son aplicados a sus respectivos controladores de histéresis. La señal de salida del controlador del flujo, puede tomar los valores de 0 y 1, mientras que la salida del controlador del par, toma los valores de -1, 0 y 1. Estos valores son utilizados junto con el ángulo del vector del flujo del estátor para seleccionar el vector de tensión adecuado que será aplicado a la máquina asíncrona. Cada vector de tensión representa un estado de conmutación del inversor fuente de tensión.

Una vez seleccionado el vector de tensión adecuado, se generan los pulsos  $a$ ,  $b$  y  $c$  para la apertura o cierre de los dispositivos semiconductores del inversor.

#### 6.4 Modulación de vectores espaciales (SVM) para DTC

La técnica de Modulación de Vectores Espaciales [27] y [28] es una estrategia que elimina la tabla de conmutación. La Figura 6.4.8 muestra el esquema de control con esta estrategia.

Se trata de una estrategia que hace uso de la modulación PWM común para inversores trifásicos debido a que tiene un rango de operación extendido y a que genera señales con un contenido armónico bajo en comparación con otras estrategias de control. La modulación SVM además que permite mantener constante la frecuencia de conmutación del inversor. Se requiere un vector de tensión de referencia que será modulado por el bloque SVM. Así se logra al aplicar los vectores de tensión adyacentes al vector de referencia por intervalos definidos de tiempo. La Figura 6.4.8 representa la forma de modulación del vector de referencia [30].

El principio de funcionamiento del DTC SVM es el mismo que de un DTC clásico aunque su la estructura del sistema de control es diferente. Se sustituyen los dos controladores de histéresis del flujo y del par por dos controladores PI lineales del flujo y del par. Por otro lado la referencia del flujo y la referencia del par se utilizan para obtener la tensión de referencia, que está modulada a partir del bloque SVM. Con esta técnica el peso de los vectores de modulación usado en un periodo coincide con el vector de tensión de referencia. Por lo tanto, la frecuencia de conmutación es constante.

La salida del controlador del par es la tensión de referencia del estátor en el eje  $q$  y la salida del controlador de flujo es la tensión de referencia del estátor en el eje  $d$ . A continuación, se hace una transformada de ejes  $dq$  a ejes  $abc$  para obtener la tensión de referencia  $V_{abc}^{ref}$ . Por último, se modula por medio de la modulación PWM-SVM.

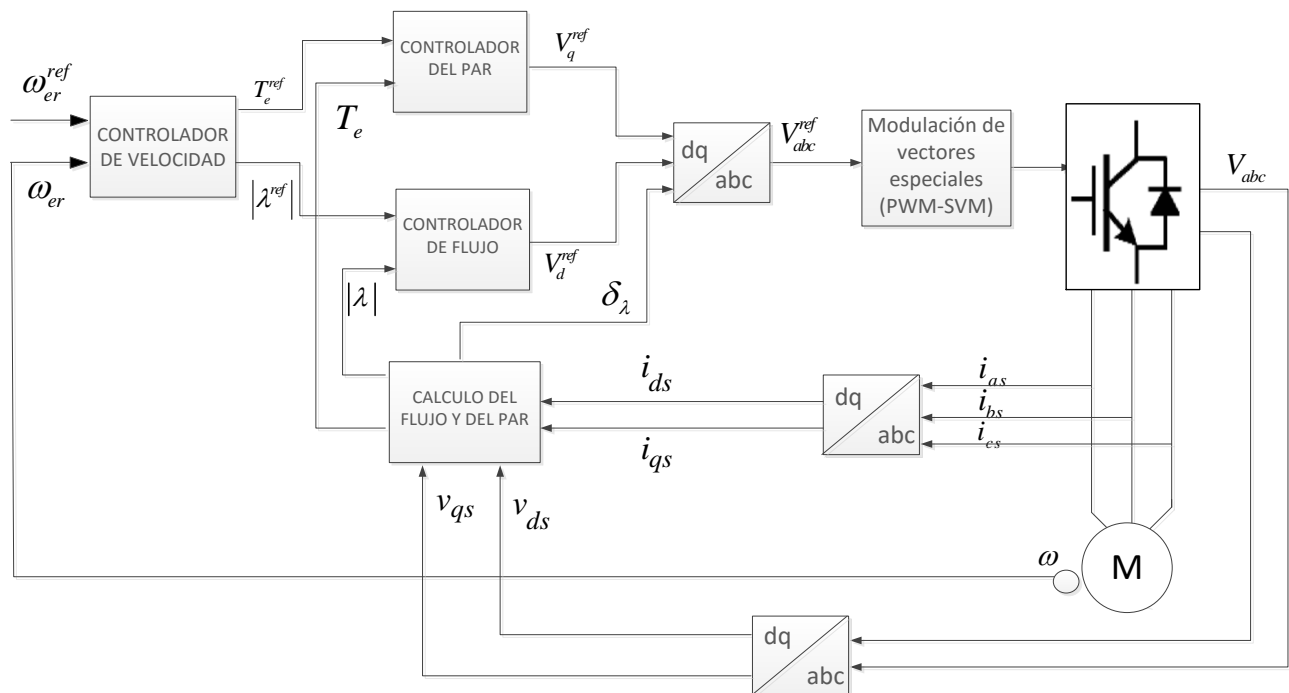


Figura 6.4.8. Control directo del par con modulación de vectores espaciales de una máquina asíncrona.



En la Figura 6.4.9 se observa la manera como el vector de tensión de referencia  $v^{ref}$  es aproximado en el sector I. En este sector los vectores  $v_1$  y  $v_2$  son aplicados en sus intervalos de tiempo. Se puede observar también que cada vector representa uno de los seis estados activos del inversor. Con esta técnica, el inversor es capaz de generar un número ilimitado de vectores aplicados al motor a diferencia de la tabla de conmutación.

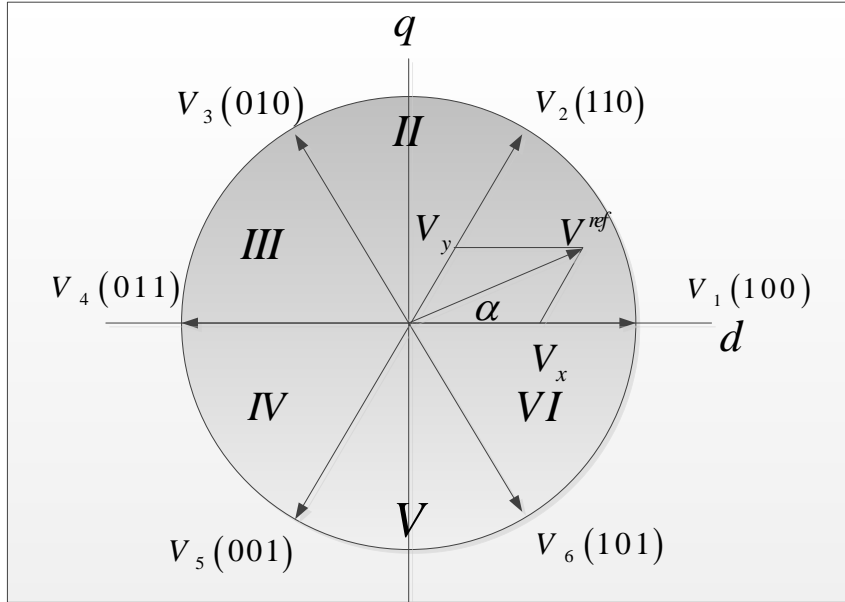


Figura 6.4.9. Principio de la modulación de vectores espaciales.

El esquema de control obtiene una reducción en la distorsión del par y de la corriente eléctrica ya que en cada instante se calcula un vector de tensión que compensa instantáneamente a los errores del par y el flujo magnético del estátor. El controlador genera un vector de referencia que será aproximado por el modulador de vectores espaciales. Esta metodología es sensible a la variación de los parámetros de la máquina [12].

#### 6.4.1 Diseño de los controladores del flujo y del par

Se puede expresar el flujo magnético y el par electromagnético a partir de las siguientes expresiones.

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_s}{dt} &= v_{ds} - r_s i_{ds} \\ T_e &= \frac{3}{2} p \frac{1}{r_s} \lambda_s (v_{qs} - \omega_e \lambda_s) \end{aligned} \quad (79)$$

Mediante estas expresiones (79) se obtiene el siguiente diagrama de bloques del controlador de flujo y del controlador de par:

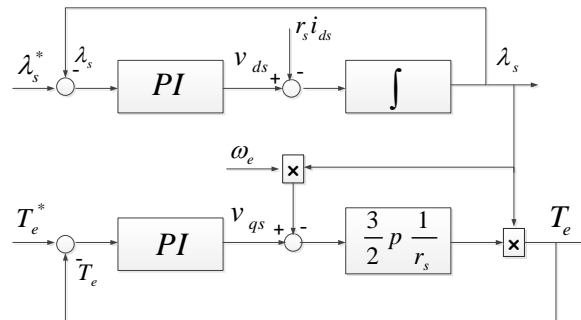


Figura 6.4.10. Diagrama de bloques de los controladores PI del flujo y del par.

### 6.4.2 Diseño del controlador de flujo

A partir de las ecuaciones que definen el modelo de la máquina de inducción se obtiene la siguiente relación entre la tensión de la tensión en el eje d y el flujo:

$$\left( r_s L_r + \sigma L_s L_r \frac{d}{dt} \right) v_{ds} = \left( r_s r_r + \frac{d}{dt} (r_r L_s + r_s L_r) + \sigma L_s L_r \left( \frac{d}{dt} \right)^2 \right) \lambda_s + r_s i_{qs} \sigma L_s L_r (\omega_e - \omega_r) \quad (80)$$

Donde  $L_\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

Se supone que  $r_s i_{qs} \sigma L_s L_r (\omega_e - \omega_r) \approx 0$

Se obtiene la siguiente ecuación de transferencia:

$$G_{\lambda_s}(s) = \frac{\lambda_s}{v_{ds}} = \frac{s + a_{\lambda_s}}{s^2 + b_{\lambda_s} s + c_{\lambda_s}} \quad (81)$$

Siendo:  $a_{\lambda_s} = \frac{r_r}{\sigma L_r}$ ;  $b_{\lambda_s} = \frac{r_r L_s + r_s L_r}{\sigma L_s L_r}$ ;  $c_{\lambda_s} = \frac{r_s r_r}{\sigma L_s L_r}$

En la Figura 6.4.11 se muestra el diagrama de bloque del controlador de flujo:

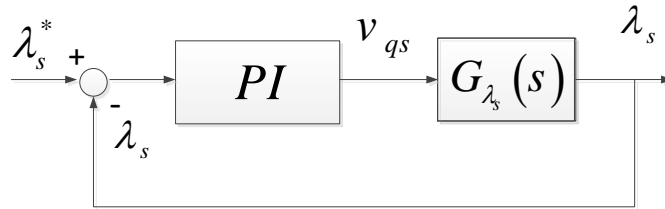


Figura 6.4.11. Controlador del flujo.

### 6.4.3 Diseño del controlador de par

La Figura 6.4.12 representa el controlador de par. A partir de las ecuaciones de la máquina asíncronas se obtiene la siguiente relación:

$$\left( (r_r L_s + r_s L_r) + \sigma L_s L_r \frac{d}{dt} \right) i_{qs} = L_r v_{qs} - L_r \lambda_s \omega_r + \sigma L_s L_r (\omega_e - \omega_r) i_{ds} \quad (82)$$

Donde  $L_\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

Se supone que  $\sigma L_s L_r (\omega_e - \omega_r) i_{ds} \approx 0$

Se puede obtener la siguiente expresión de la velocidad de rotor considerando que  $T_L = 0$  del motor:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} \frac{1}{J} p^2 \lambda_s i_{qs} \quad (83)$$

Se puede expresar la corriente del estátor en el eje q de la siguiente manera:

$$i_{qs} = \frac{2}{3} \frac{T_e}{p \lambda_s} \quad (84)$$

Aplicando el operador diferencial  $\frac{d}{dt}$  a la siguiente expresión:

$$\left( (r_r L_s + r_s L_r) \frac{d}{dt} + \sigma L_s L_r \left( \frac{d}{dt} \right)^2 \right) i_{qs} = L_r \frac{dv_{qs}}{dt} - L_r \lambda_s \frac{d\omega_r}{dt} \quad (85)$$

Despejando de las ecuaciones se obtiene la siguiente función de transferencia del controlador de par:

$$G_{T_e}(s) = \frac{T_e}{v_{qs}} = \frac{a_{T_e} s}{s^2 + b_{T_e} s + c_{T_e}} \quad (86)$$

$$a_{T_e} = \frac{3p\lambda_s}{2\sigma L_s}; b_{T_e} = \frac{r_r L_s + r_s L_r}{\sigma L_s L_r}; c_{T_e} = \frac{3p^2 \lambda_s^2}{2\sigma L_s J}$$

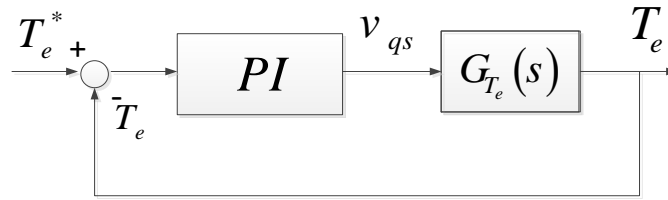


Figura 6.4.12. Controlador de par.

# 7. Técnicas de estimación de velocidad en máquinas de inducción

En este capítulo se describen y se analizan las técnicas de estimación de la velocidad del rotor implementadas para este trabajo.

Se describen los siguientes métodos de estimación:

- Estimación en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento.
- Estimación MRAS basada en el flujo de rotor.
- Estimación basada en filtro de Kalman extendido.

## 7.1 Estimación de velocidad en lazo abierto basada en la estimación de la velocidad de deslizamiento

Este estimador se basa en una estimación apropiada de la velocidad de deslizamiento  $\omega_{sl}$ , usando la ecuación de tensión del rotor de una máquina de inducción:

$$V_r = r_r i_r + \frac{d\lambda_r}{dt} - (\omega_{mr} - \omega_r) \lambda_{qr} + j(\omega_{mr} - \omega_r) \lambda_{dr} \rightarrow 0 = r_r i_r + \frac{d\lambda_r}{dt} + j(\omega_{mr} - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (87)$$

$$\text{Siendo } i_m = \frac{\lambda_r}{L_m} = i_s + \frac{L_r}{L_m} i_r \quad (88)$$

A partir de (65) y (66) se obtiene la siguiente expresión de la velocidad de deslizamiento:

$$\tau_r \frac{di_m}{dt} + i_m = i_s - j(\omega_{mr} - \omega_r) \rightarrow \begin{cases} \tau_r \frac{di_m}{dt} + i_m = i_{ds} \\ \omega_{sl} = \omega_{mr} - \omega_r = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_m} \end{cases} \quad (89)$$

$$\omega_{sl} = \frac{i_{qs}}{\tau_r i_m} = \frac{-i_{\alpha s} \sin \rho_r + i_{\beta s} \cos \rho_r}{\tau_r i_m} \quad (90)$$

Siendo  $\rho_r$  el ángulo del flujo del rotor en el eje real en un sistema de referencia estacionario. Usando:

$$\begin{aligned}
\sin \rho_r &= \lambda_{\beta r} / \lambda_r \\
\cos \rho_r &= \lambda_{\alpha r} / \lambda_r \\
\lambda_r &= L_m i_m
\end{aligned} \tag{91}$$

Y a partir de (68) se puede expresar la velocidad de deslizamiento:

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r \lambda_r^2} (-\lambda_{\beta r} i_{\alpha s} + \lambda_{\alpha r} i_{\beta s}) \tag{92}$$

Se pueden estimar los flujos del rotor a partir de las corrientes y los flujos del estator:

$$\begin{aligned}
\lambda_{\alpha r} &= \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{\alpha s} - \sigma L_s i_{\alpha s}) \\
\lambda_{\beta r} &= \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{\beta s} - \sigma L_s i_{\beta s})
\end{aligned} \tag{93}$$

Las expresiones anteriores incluyen los flujos del estator en los ejes  $\alpha\beta$ , que a su vez se pueden estimar usando las tensiones y las corrientes del estator en ejes  $\alpha\beta$ :

$$\begin{aligned}
\lambda_{\alpha s} &= \int (u_{\alpha s} - r_s i_{\alpha s}) dt \\
\lambda_{\beta s} &= \int (u_{\beta s} - r_s i_{\beta s}) dt
\end{aligned} \tag{94}$$

Se puede expresar la velocidad eléctrica del rotor como:

$$\omega_r = \omega_{mr} - \omega_{sl} \tag{95}$$

Siendo  $\omega_{mr} = \frac{d\rho_r}{dt}$  la velocidad de sincronismo.

Y  $\omega_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r \lambda_r^2} (-\lambda_{\beta r} i_{\alpha s} + \lambda_{\alpha r} i_{\beta s})$  la velocidad de deslizamiento.

Se puede expresar  $\omega_{mr}$  a partir de los componentes del flujo del rotor expresados en un sistema de referencia estacionario:

$$\lambda_r = \lambda_{\alpha r} + j\lambda_{\beta r} = |\lambda_r| e^{j\rho_r} \tag{96}$$

Siendo  $\rho_r = \tan^{-1}(\lambda_{\alpha r} / \lambda_{\beta r})$

La expresión de la velocidad eléctrica del rotor:

$$\omega_r = \omega_{mr} - \omega_{sl} = \frac{\lambda_{\alpha r} d\lambda_{\beta r}/dt - \lambda_{\beta r} d\lambda_{\alpha r}/dt}{|\lambda_r|^2} - \frac{L_m}{\tau_r \lambda_r^2} (-\lambda_{\beta r} i_{\alpha s} + \lambda_{\alpha r} i_{\beta s}) \tag{97}$$

En la Figura 7.1.1 se muestra el diagrama de bloques de un estimador en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento.

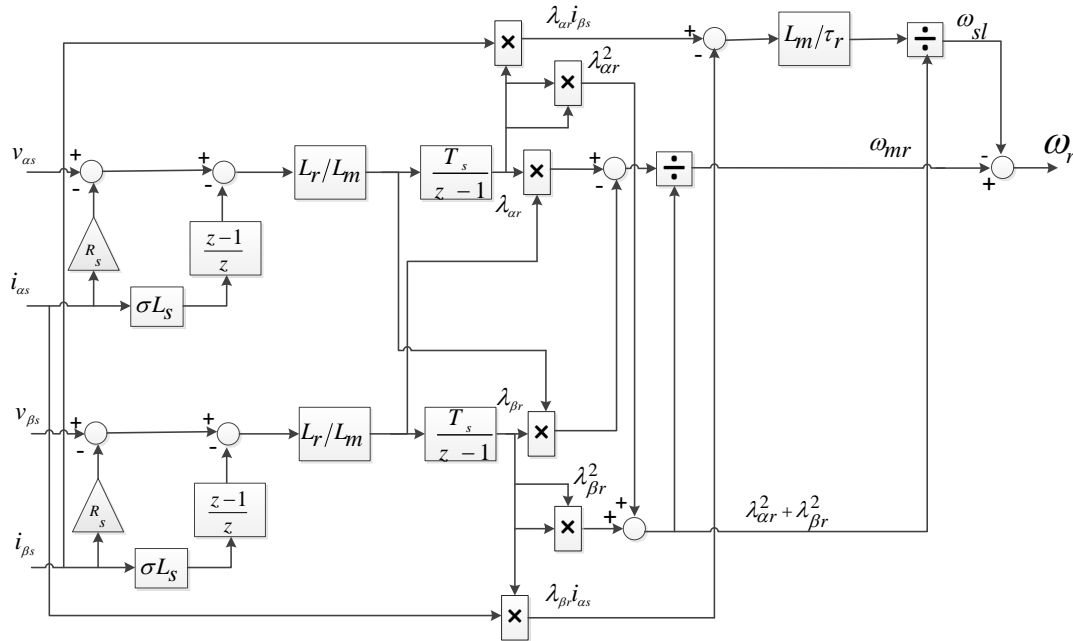


Figura 7.1.1. Diagrama de bloques del estimador en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento.

## 7.2 Estimación de la velocidad mediante MRAS

Anteriormente se ha detallado un método de estimación de velocidad en lazo abierto en la que la velocidad se obtiene directamente de las ecuaciones de estado. Por lo tanto, la precisión en la estimación depende fuertemente de los parámetros de la máquina.

A continuación se analiza y explica la implementación del estimador con sistema de modelo de referencia adaptativo, MRAS. Con esta técnica la precisión de este estimador está menos influenciada por los parámetros de la máquina de inducción [34].

Como anteriormente se explicó, esta técnica de estimación se usa dos modelos, uno denominado de referencia y otro denominado ajustable. El modelo de referencia es independiente de la magnitud a estimar, mientras que el modelo ajustable depende de ésta. Mediante la comparación de las salidas de ambos modelos con un mecanismo de adaptación adecuado se ajusta la magnitud a estimar para que dicha diferencia o error se minimice como se muestra en la Figura 7.2.2.

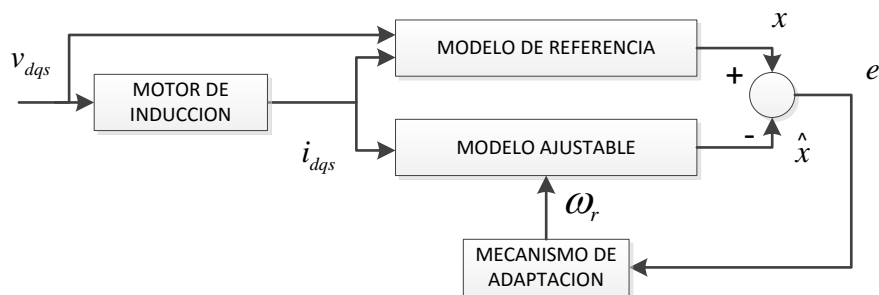


Figura 7.2.2. Diagrama de bloques básico de un sistema MRAS aplicado a la estimación de la velocidad en una máquina de inducción.

Cuando se emplea esta técnica para estimar la velocidad de giro de una máquina de inducción, se utilizan las ecuaciones del estátor para el modelo de referencia y los del rotor para el modelo ajustable. El mecanismo de adaptación, un controlador PI, tiende a disminuir a cero el error dado por la diferencia de corrientes obtenidas entre el modelo de referencia y el modelo ajustable.

La diferencia entre las distintas estrategias con MRAS depende de la variable de la salida que se emplea entre los modelos de referencia y el modelo ajustable. A continuación se detallan algunos métodos con estimación usando MRAS basado en el flujo del rotor.

### 7.2.1 Estimación de la velocidad mediante MRAS basado en el flujo del rotor

Este método se utiliza como variable de comparación el flujo del rotor. Las ecuaciones para el modelo de referencia son:

$$\lambda_{dr} = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int (v_{ds} - r_s i_{ds}) dt - \sigma L_s i_{ds} \right] \quad (98)$$

$$\lambda_{qr} = \frac{L_r}{L_m} \left[ \int (v_{qs} - r_s i_{qs}) dt - \sigma L_s i_{qs} \right]$$

Por otro lado, las ecuaciones para el modelo ajustable son:

$$\hat{\lambda}_{dr} = \frac{1}{\tau_r} \int (L_m i_{ds} - \hat{\lambda}_{dr} - \hat{\omega}_r \tau_r \hat{\lambda}_{qr}) dt \quad (99)$$

$$\hat{\lambda}_{qr} = \frac{1}{\tau_r} \int (L_m i_{qs} - \hat{\lambda}_{qr} + \hat{\omega}_r \tau_r \hat{\lambda}_{dr}) dt$$

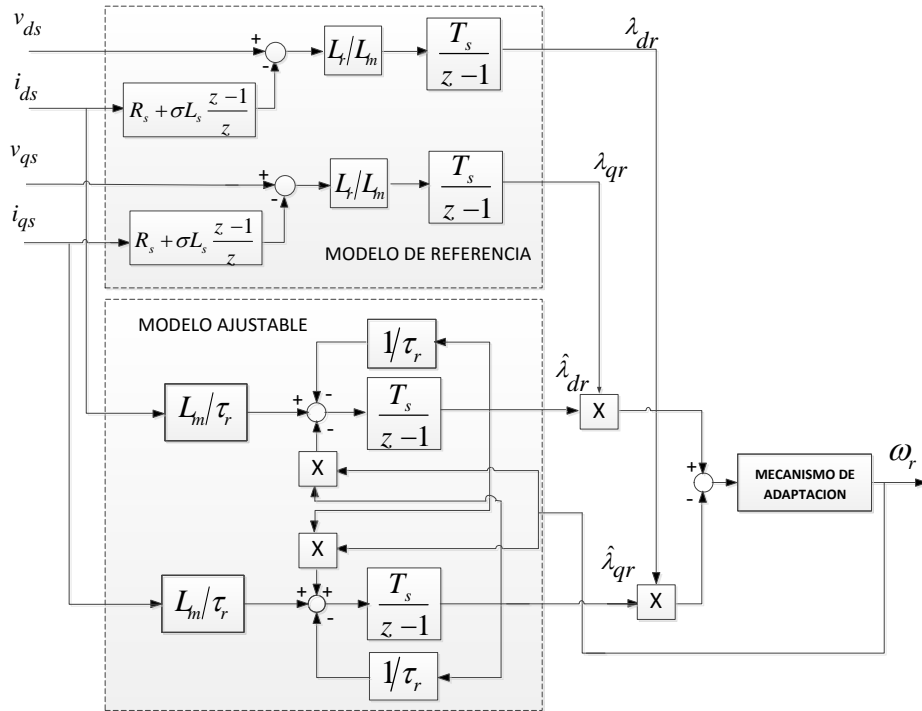


Figura 7.2.3. Diagrama de bloques del estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

La Figura 7.2.3 muestra una forma para calcular la velocidad de una máquina asíncrona por medio de la técnica MRAS basada en el flujo del rotor. Se construyen dos observadores independientes para estimar los componentes del vector del flujo del rotor, uno basado en las expresiones (98) y el otro basado en las expresiones (99). La expresión (98) no necesita el valor de  $\omega_r$ , se puede considerar este observador como el modelo de referencia de la máquina asíncrona, y la expresión (99), que usa el valor de  $\omega_r$ , puede considerarse como el modelo ajustable. El error entre los dos modelos se trata como la entrada de un mecanismo adecuado para la adaptación de esta señal que posteriormente genera como salida la velocidad

estimada  $w_r$ , para el modelo ajustable. Se utiliza esta estrategia basada en el flujo del rotor para identificar los parámetros de la planta y las variables inaccesibles. Una buena técnica como MRAS puede dar los valores deseados con menos error de cálculo que una estimación basada en un lazo abierto y se puede implementar de forma sencilla.

Por otro lado, al utilizar esta técnica de estimación MRAS basado en el flujo de rotor cuyo flujo es la salida para los modelos de referencia y ajustable, existen problemas con el uso de un integrador puro en el modelo de referencia. El uso de integradores puros genera offset en las medidas y en las condiciones iniciales. Para resolver este problema se recurre a sustituir estos integradores por filtros paso bajo y un filtro paso alto en la salida del modelo de referencia y en la entrada del modelo ajustable. Estos filtros eliminan las componentes de continua. Estas modificaciones empobrecen un poco la dinámica del estimador, por el contrario, mejora la estabilidad de la estimación y el control de la velocidad del giro.

La función de transferencia de los filtros paso bajo en tiempo continuo es:

$$T_b(s) = \frac{1}{s + \frac{1}{\tau_b}} \quad (100)$$

Siendo  $\tau_b$  la constante de tiempo del filtro paso bajo

Aplicando una transformación bilineal  $s \leftrightarrow \frac{2(1-z^{-1})}{T_s(1+z^{-1})}$ , se obtiene la siguiente función de transferencia del filtro paso bajo en tiempo discreto:

$$T_b(z) = \frac{\tau_b T_s z + \tau_b T_s}{(2\tau_b + T_s)z - 2\tau_b + T_s} \quad (101)$$

$$T_b(z) = \frac{1+z^{-1}}{\left(\frac{2\tau_b + T_s}{\tau_b T_s}\right) + \left(\frac{-2\tau_b + T_s}{\tau_b T_s}\right)z^{-1}} = \frac{1+z^{-1}}{a_0 + a_1 z^{-1}}$$

A partir de esta expresión se obtienen los coeficientes del polinomio del denominador y los del numerador.

$$\text{Siendo } a_0 = \frac{2\tau_b + T_s}{\tau_b T_s} \text{ y } a_1 = \frac{-2\tau_b + T_s}{\tau_b T_s}$$

La función de transferencia del filtro paso alto usado en la salida del modelo de referencia y en la salida del modelo ajustable en dominio continuo aplicados a las corrientes y las tensiones de la entrada del estimador es

$$T_a(s) = \frac{s}{s + \frac{1}{\tau_a}} \quad (102)$$

Siendo  $\tau_a$  la constante de tiempo del filtro paso alto.

Aplicando una transformación bilineal  $s \leftrightarrow \frac{2(1-z^{-1})}{T_s(1+z^{-1})}$ , se obtiene la función de transferencia del filtro paso bajo y del filtro paso alto en tiempo discreto:



$$T_a(z) = \frac{2T_s z - 2T_s}{(2\tau_a + T_s)z - 2\tau_a + T_s}$$

$$T_a(z) = \frac{1 + z^{-1}}{\left(\frac{2\tau_a + T_s}{2T_s}\right) + \left(\frac{-2\tau_a + T_s}{2T_s}\right)z^{-1}} = \frac{1 + z^{-1}}{a_0 + a_1 z^{-1}} \quad (103)$$

A partir de esta expresión se obtienen los coeficientes del polinomio del denominador y los del numerador.

Siendo  $a_0 = \frac{2\tau_a + T_s}{2T_s}$  y  $a_1 = \frac{-2\tau_a + T_s}{2T_s}$

En la figura 7.2.4 se muestra el diagrama de bloques del estimador. Se pueden observar las modificaciones introducidas, los filtros paso alto en la salida del modelo de referencia y en la entrada del modelo ajustable y en lugar de los integradores se implementan unos filtros paso bajo para mejorar el comportamiento del estimador.

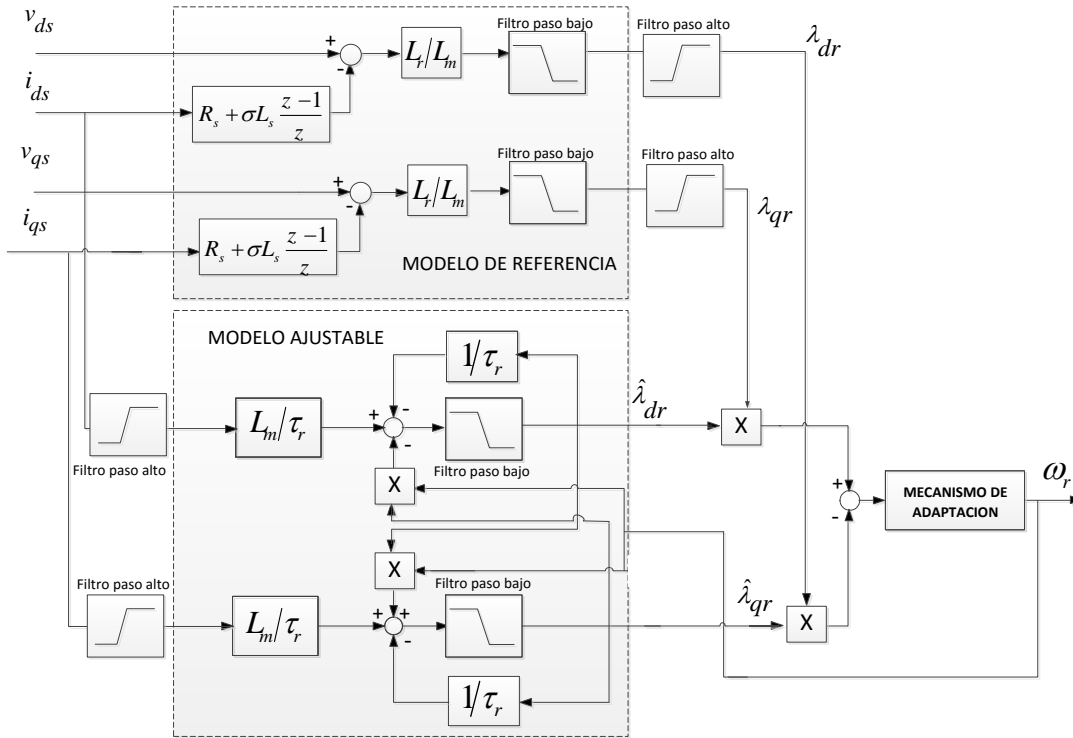


Figura 7.2.4. Diagrama de bloques del estimador MRAS con filtros para la componente continua.

### 7.2.2 Estrategia de adaptación con MRAS basada en el flujo de rotor

La estrategia de adaptación de MRAS debe asegurar que hace al sistema general estable y no vuelve inestable. Dado que MRAS está diseñado a partir de bloques, un modelo de referencia y otro ajustable, hay que asegurar la convergencia del valor estimado al valor deseado con la característica dinámica adecuada. Para esto, en [23] se propone una técnica de diseño basada en el concepto de hiperestabilidad y en la teoría de estabilidad de Popov. El concepto de hiperestabilidad está relacionado con la estabilidad de una clase de sistemas que se pueden separar en dos bloques. Este sistema está formado por una parte lineal invariante en el tiempo y otra no lineal y variante en el tiempo.

La parte lineal de  $G(s)$  debe ser estrictamente positiva. Los polos de  $G(s)$  deben tener parte real negativa, y la parte real de  $G(j\omega)$  debe ser mayor que cero dentro del rango de  $-\infty$  a  $+\infty$ . La entrada y salida de la parte no lineal están relacionadas por la desigualdad de Popov:

$$\int_0^{t_1} [\varepsilon]^T [W] dt \geq -\gamma_0^2 \text{ para } t_1 \geq 0 \quad (104)$$

La estabilidad absoluta del sistema se basa en encontrar las condiciones que debe cumplir la parte lineal para que el conjunto del sistema sea estable.

Para diseñar una estrategia de adaptación mediante el concepto de hiperestabilidad se transforma el sistema con modelo de referencia en uno como el de la Figura 7.22.5. A continuación se ha de encontrar la ley de adaptación que cumpla la desigualdad de Popov y que esta ley se encuentre en la parte lineal del modelo haciendo estable globalmente el sistema.

En general  $\omega_r$  es variable y los modelos son sistemas lineales variantes en el tiempo. Entonces inicialmente la velocidad del rotor se trata como un parámetro constante en el modelo de referencia para encontrar la ley de adaptación. Restando de la ecuación (99) del modelo ajustable la ecuación (98) correspondiente al modelo de referencia, se obtiene la siguiente ecuación del error de estado:

$$\begin{aligned} \varepsilon_\alpha &= \frac{1}{\tau_r} \int \left( -\varepsilon_\alpha - \tau_r \omega_r \varepsilon_\beta - \hat{\lambda}_{\beta r} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \right) dt \\ \varepsilon_\beta &= \frac{1}{\tau_r} \int \left( -\varepsilon_\beta + \tau_r \omega_r \varepsilon_\alpha + \hat{\lambda}_{\alpha r} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \right) dt \end{aligned} \quad (105)$$

Se puede escribir en forma matricial del error de estado:

$$p[\varepsilon] = [A][\varepsilon] - [W] \quad (106)$$

Siendo:

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \end{pmatrix}; \quad W = \begin{pmatrix} \hat{\lambda}_{\beta r} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \\ -\hat{\lambda}_{\alpha r} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \end{pmatrix}; \quad \varepsilon = \begin{pmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{pmatrix}'; \quad p = \frac{d}{dt}$$

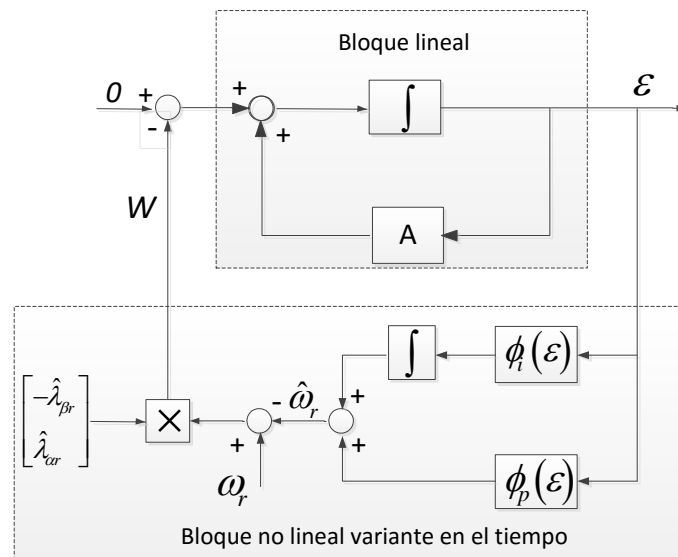


Figura 7.2.5. Representación de MRAS en un sistema con realimentación no lineal.

El diagrama de bloque representado en la Figura 7.2.5 describe un sistema con realimentación no lineal construido a partir de las ecuaciones anteriores. Según [11] la hiperestabilidad está asegurada, siempre que la matriz de transferencia del forward-path invariante en el tiempo es real y positiva y que la realimentación no lineal (incluyendo el mecanismo de adaptación) satisface el criterio de *Popov* para la hiperestabilidad.

### 7.2.3 Mecanismo de adaptación del estimador basado en MRAS

La muestra la estructura del estimador MRAS con el mecanismo de adaptación en forma de controlador PI. A continuación se justifica.

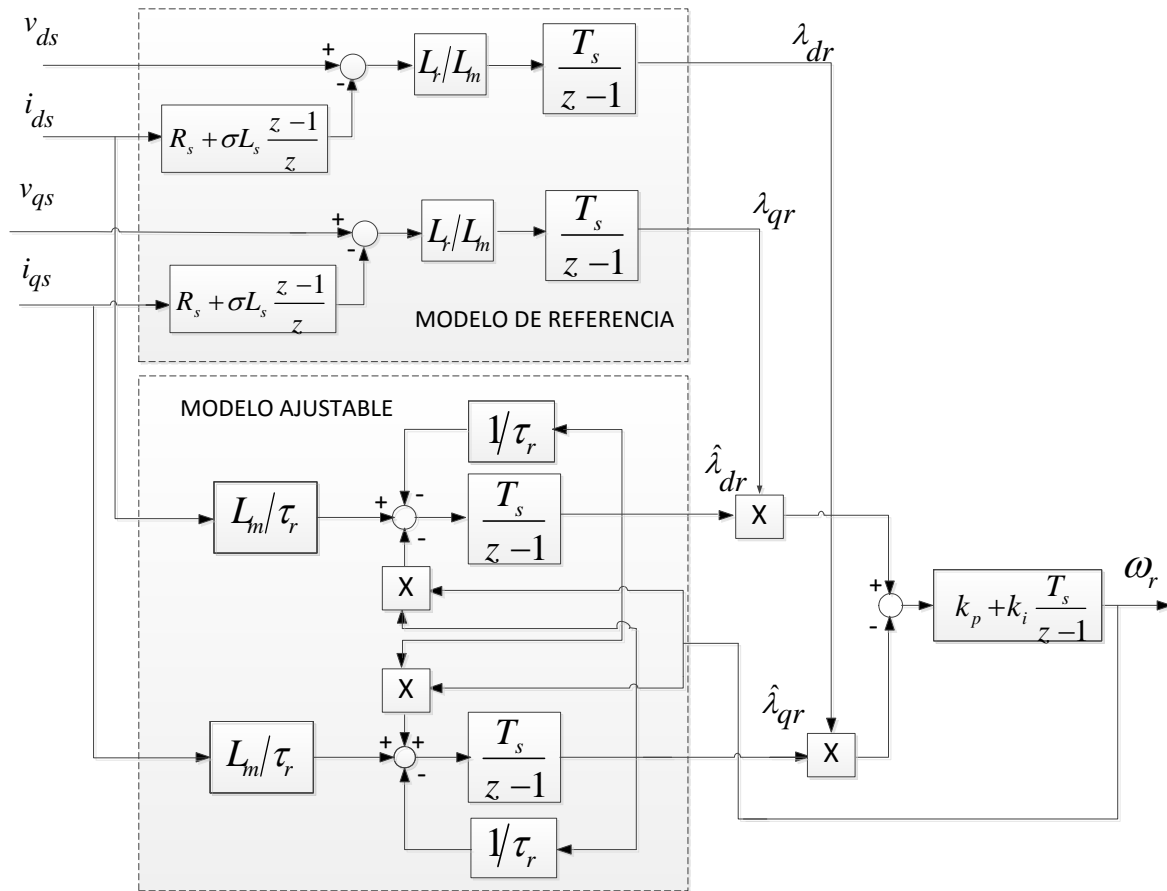


Figura 7.2.6. Diagrama de bloques del estimador MRAS basado en el flujo del rotor con PI como mecanismos de adaptación.

En general  $\omega_r$  y  $\hat{\omega}_r$  son variantes con el tiempo siendo las entradas a los sistemas de las expresiones (90) y (91). Estas expresiones son linealizadas con el fin de encontrar la respuesta dinámica de la velocidad dentro del modelo MRAS. Las expresiones se transforman a un sistema de referencia de rotación sincrónica en ejes dq:

$$\begin{aligned}
 p \begin{bmatrix} \Delta \lambda_{dr} \\ \Delta \lambda_{qr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & (\omega_{mr} - \omega_r) \\ -(\omega_{mr} - \omega_r) & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \lambda_{dr} \\ \Delta \lambda_{qr} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} \Delta i_{dr} \\ \Delta i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\lambda_{qr0} \\ \lambda_{dr0} \end{bmatrix} \Delta \omega_r \\
 p \begin{bmatrix} \Delta \hat{\lambda}_{dr} \\ \Delta \hat{\lambda}_{qr} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_r} & (\omega_{mr} - \hat{\omega}_r) \\ -(\omega_{mr} - \hat{\omega}_r) & -\frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \hat{\lambda}_{dr} \\ \Delta \hat{\lambda}_{qr} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} \Delta i_{dr} \\ \Delta i_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\lambda}_{qr0} \\ \hat{\lambda}_{dr0} \end{bmatrix} \Delta \hat{\omega}_r
 \end{aligned} \tag{107}$$

La función de error  $\varepsilon$  tiene la forma de un vector de un producto escalar que es independiente del sistema de referencia en el que se expresan los vectores. Se puede por lo tanto ser representada por la siguiente expresión linealizada:

$$\Delta \varepsilon = (\lambda_{qr} \Delta \hat{\lambda}_{dr} - \lambda_{dr} \Delta \hat{\lambda}_{qr}) - (\hat{\lambda}_{qr} \Delta \lambda_{dr} - \hat{\lambda}_{dr} \Delta \lambda_{qr}) \tag{108}$$

Asumiendo que  $\hat{\lambda}_{dr} = \lambda_{dr}$  y  $\hat{\lambda}_{qr} = \lambda_{qr}$ , se obtiene la siguiente relación entre  $\Delta \varepsilon$  y  $\Delta \omega_r - \Delta \hat{\omega}_r$ :

$$\begin{aligned}
 \frac{\left(s + \frac{1}{\tau_r}\right)^2 + (\omega_{mr} - \omega_r)^2}{s + \frac{1}{\tau_r}} (\lambda_{qr} \Delta \hat{\lambda}_{dr} - \lambda_{dr} \Delta \hat{\lambda}_{qr}) - (\hat{\lambda}_{qr} \Delta \lambda_{dr} - \hat{\lambda}_{dr} \Delta \lambda_{qr}) &= (-\lambda_{qr0}^2 - \lambda_{dr0}^2) \Delta \hat{\omega}_r - (-\lambda_{dr0}^2 - \lambda_{qr0}^2) \Delta \omega_r \\
 \rightarrow \Delta \varepsilon &= \frac{\left(s + \frac{1}{\tau_r}\right) \cdot (\lambda_{qr0}^2 + \lambda_{dr0}^2)}{\left(s + \frac{1}{\tau_r}\right)^2 + (\omega_{mr} - \omega_r)^2} (\Delta \omega_r - \Delta \hat{\omega}_r)
 \end{aligned} \tag{109}$$

Siendo  $|\lambda_{r0}|^2 = (\lambda_{dr0}^2 + \lambda_{qr0}^2)$ . La relación obtenida queda representada la Figura 7.2.7.

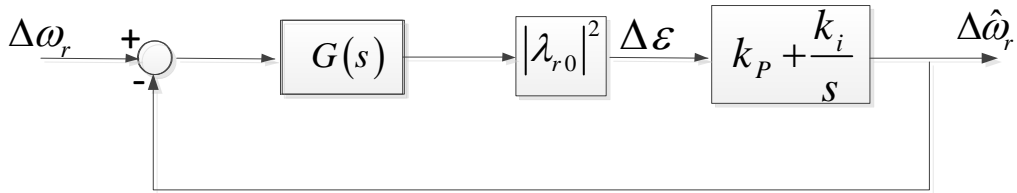


Figura 7.2.7. Diagrama de bloques que representa la respuesta dinámica de MRAS.

A partir de la ecuación (101), se puede obtener la función de transferencia que relaciona  $\Delta \omega_r$  con  $\Delta \varepsilon$ :

$$\frac{\Delta \varepsilon}{\Delta \omega_r - \Delta \hat{\omega}_r} = \frac{\left(s + \frac{1}{\tau_r}\right) \cdot |\lambda_{r0}|^2}{\left(s + \frac{1}{\tau_r}\right)^2 + (\omega_{mr} - \omega_r)^2} = G(s) \cdot |\lambda_{r0}|^2 \tag{110}$$

$$G_1(s) = G(s) \cdot |\lambda_{0r}|^2 = \frac{\left(s + \frac{1}{\tau_r}\right) \cdot |\lambda_{0r}|^2}{\left(s + \frac{1}{\tau_r}\right)^2 + (\omega_{mr} - \omega_r)^2} \quad (111)$$

Se asume que  $\omega_{mr} = \omega_r$  para simplificar la función de transferencia:

$$G_1(s) = \frac{|\lambda_r|^2}{s + \frac{1}{\tau_r}} \quad (112)$$

Aplicamos el método ZOH para obtener la función de transferencia en dominio Z:

$$G_1(z) = \frac{|\lambda_r|^2}{\frac{T_s}{z-1} + \frac{1}{\tau_r}} \quad (113)$$

La función de transferencia del controlador PI de velocidad:

$$C_1(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (114)$$

Aplicamos el método ZOH para obtener la función de transferencia en el dominio Z:

$$C_1(z) = k_p + k_i T_s \frac{1}{z-1}$$

$$C_1(z) = k_p \frac{z - \frac{k_p + k_i T_s}{k_p}}{z-1} \quad (115)$$

Simplificamos la función de transferencia del PI obtenemos:

$$C_1(z) = k_p \frac{z - \alpha}{z-1} \quad (116)$$

$$k_p = k_p \quad y \quad k_i = \frac{k_p}{T_s} (1 - \alpha)$$

La función de transferencia en lazo cerrado del controlador de velocidad es:

$$H_1(z) = \frac{C_1(z)G_1(z)}{1 + C_1(z)G_1(z)} \quad (117)$$

Comparando el denominador con un sistema estándar de segundo grado:

$$H_1(z) = \frac{k_p \tau_r |\lambda_r|^2}{1 + k_p \tau_r |\lambda_r|^2} \cdot \frac{z^2 - \left( \frac{k_p \tau_r |\lambda_r|^2 (\alpha + 1)}{k_p \tau_r |\lambda_r|^2} \right) z + \frac{\tau_r |\lambda_r|^2 \alpha}{k_p \tau_r |\lambda_r|^2}}{z^2 - \left( \frac{2 - T_s \tau_r + k_p \tau_r |\lambda_r|^2 (\alpha + 1)}{1 + k_p \tau_r |\lambda_r|^2} \right) z + \frac{1 + k_p \tau_r |\lambda_r|^2 \alpha - T_s \tau_r}{1 + k_p \tau_r |\lambda_r|^2}}$$

$$D(z) = z^2 - 2\rho \cos \theta z + \rho^2$$

Siendo:  $\theta = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} T_s$ ,  $\rho = e^{-\omega_n \xi T_s}$  y  $\omega_n = f(t_s)$

Las constantes del controlador PI:

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{(1 - T_s \tau_r) \rho^2 - 2 \rho \tau_r \cos \theta (1 - T_s \tau_r) + 1 - T_s \tau_r}{\rho^2 - 2 \rho \cos \theta + 1} \\ k_p &= \frac{\rho^2 + T_s \tau_r - 1}{\tau_r |\lambda_r|^2 (\alpha - \rho^2)} \\ k_i &= \frac{\rho^2 + T_s \tau_r - 1}{\tau_r |\lambda_r|^2 (\alpha - \rho^2)} \frac{(1 - \alpha)}{T_s} \end{aligned} \quad (118)$$

Siendo  $\alpha$ ,  $k_p$  y  $k_i$  son respectivamente el cero, la constante proporcional y la constante integral del control PI.

### 7.3 Estimador basado en el filtro de Kalman Extendido

El filtro de Kalman extendido (EKF) es un estimador estocástico óptimo del estado de un sistema que puede ser usado para la estimación de parámetros en sistemas no lineales a partir de unas señales perturbadas con un ruido aleatorio [35].

El filtro de Kalman extendido se puede aplicarse como estimador de la velocidad de giro de una máquina de inducción, siendo menos sensible al ruido que los observadores de orden completo, los cuales no consideran el ruido presente en las señales de entrada. Se trata es un algoritmo computacionalmente costoso.

El ruido en la medida y el ruido de las perturbaciones están incorrelados en el filtro de Kalman. Este algoritmo está basado en un modelo matemático para la determinación del estado del sistema, la estimación de este filtro se corrige de forma continua por la adición de un término provocado por la medida.

El modelo de una máquina de inducción se puede describir con variables de estado de la siguiente manera [12]:

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (119)$$

Siendo:

$$A = \begin{pmatrix} -\left(\frac{r_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma \tau_r}\right) & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} & -\omega_r \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\left(\frac{r_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma \tau_r}\right) & -\omega_r \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} & 0 \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$x = (i_{\alpha s} \quad i_{\beta s} \quad \lambda_{\alpha r} \quad \lambda_{\beta r} \quad \omega_r)^T; \quad u = (v_{\alpha s} \quad v_{\beta s})^T$$

Considerando que  $\frac{d\omega_r}{dt} = 0$

Para implementar el filtro de Kalman extendido se han de discretizar las expresiones anteriores, las cuales se expresan de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= A_d x(k) + B_d u(k) \\ y(k) &= C_d x(k) \end{aligned} \quad (120)$$

Siendo:

$$\begin{aligned} A_d &= e^{AT} \approx I + AT + \frac{(AT^2)}{2} \\ B_d &\approx BT + \frac{ABT^2}{2} \end{aligned} \quad (121)$$

Para obtener las matrices se desprecia el término de segundo orden de las ecuaciones:

$$A_d = \begin{pmatrix} 1 - T \left( \frac{r_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma \tau_r} \right) & 0 & \frac{TL_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} & -\omega_r \frac{TL_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & 1 - T \left( \frac{r_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma \tau_r} \right) & -\omega_r \frac{TL_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{TL_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} & 0 \\ \frac{TL_m}{\tau_r} & 0 & 1 - \frac{T}{\tau_r} & -T \omega_r & 0 \\ 0 & \frac{TL_m}{\tau_r} & T \omega_r & 1 - \frac{T}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$B_d = \begin{pmatrix} \frac{T}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad C_d = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$x(k) = (i_{\alpha s}(k) \ i_{\beta s}(k) \ \lambda_{\alpha r}(k) \ \lambda_{\beta r}(k) \ \omega_r(k))^T;$$

$$u(k) = (v_{\alpha s}(k) \ v_{\beta s}(k))^T$$

Se considera un ruido gaussiano blanco del proceso  $v(k)$  de media cero, el cual es independiente de  $x(k)$  y cuya matriz de covarianza es  $Q$ . Por otro lado se considera un ruido gaussiano blanco  $w(k)$  en la medida de media cero, el cual es independiente de  $y(k)$  con matriz de covarianza  $R$ .

Las ecuaciones resultantes con los ruidos son los siguientes:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= A_d x(k) + B_d u(k) + v(k) \\ y(k) &= Cx(k) + w(k) \end{aligned} \quad (122)$$

La estimación del vector de estado se obtiene de la predicción del mismo, siendo corregidos de forma recursiva mediante un término corrector producto de la matriz de Kalman  $K$  y el error entre las variables medidas y el vector de salida:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A(\hat{x})\hat{x} + Bu + K(i_s - \hat{i}_s) \quad (123)$$

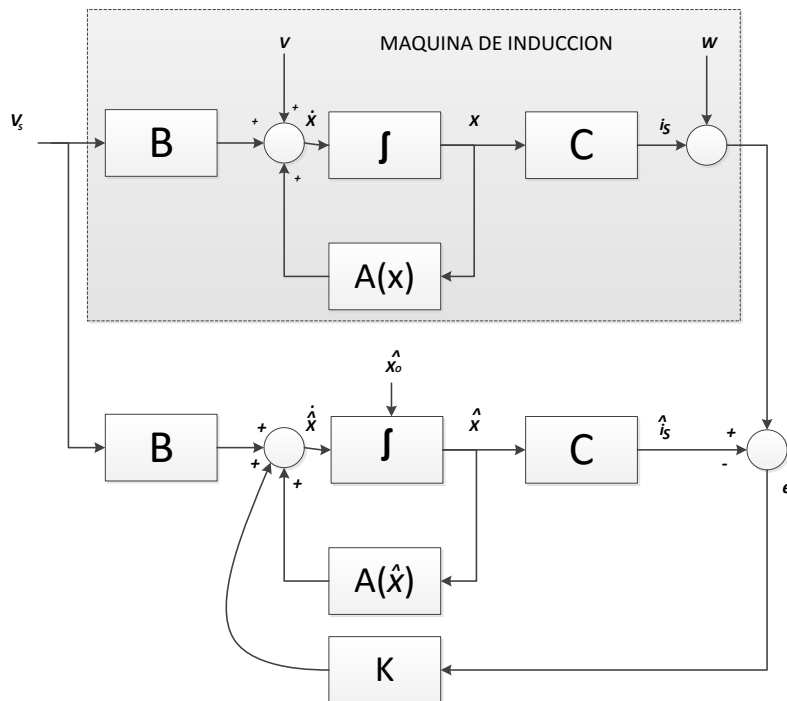


Figura 7.3.8. Estructura del filtro de Kalman Extendido



La Figura 7.3.88 muestra los bloques para la implementación del filtro de Kalman extendido. El proceso recursivo del algoritmo de Kalman consta de una etapa de predicción y otra de filtrado o corrección. La implementación EKF es:

### ETAPA DE PREDICCIÓN

#### Inicialización del vector de estado y las matrices de covarianza

Se establecen los valores iniciales para el vector de estado y las matrices de covarianza  $Q_0$  (diagonal  $5 \times 5$ ),  $R_0$  (diagonal  $2 \times 2$ ) y  $P_0$  (diagonal  $5 \times 5$ )

#### Predicción del vector de estado

El vector de estado predicho se corrige de la siguiente manera:

La predicción del vector de estado en el instante  $k+1$  se obtiene a partir de lo siguiente:

$$x^*(k+1) = A_d \hat{x}(k) + B_d u(k) \quad (124)$$

#### Predicción de la matriz de covarianza

La matriz de covarianza se estima a partir de:

$$P^*(k+1) = f(k+1) \hat{P}(k) f^T(k+1) + Q \quad (125)$$

Siendo  $f$  la siguiente matriz gradiente:

$$f(k+1) = \frac{\partial}{\partial x} (A_d x + B_d u) \Big|_{x=x^*(k+1)}$$

$$f(k+1) = \begin{pmatrix} 1 - T_s \left( \frac{r_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right) & 0 & \frac{T_s L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} & -\omega_r \frac{T_s L_m}{\sigma L_s L_r} & \left( \frac{T_s L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \right) \lambda_{\beta r} \\ 0 & 1 - T_s \left( \frac{r_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma \tau_r} \right) & -\omega_r \frac{T_s L_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{T_s L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} & \left( \frac{T_s L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r} \right) \lambda_{\alpha r} \\ \frac{T_s L_m}{\tau_r} & 0 & 1 - \frac{T_s}{\tau_r} & -T_s \omega_r & T_s \lambda_{\beta r} \\ 0 & \frac{T_s L_m}{\tau_r} & T_s \omega_r & 1 - \frac{T_s}{\tau_r} & T_s \lambda_{\alpha r} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

## ETAPA DE CORRECCIÓN

### Determinación de la matriz de Kalman

**Esta matriz se obtiene como sigue:**

$$K(k+1) = P^*(k+1)h^T(k+1)[h(k+1)P^*(k+1)h^T(k+1) + R]^{-1} \quad (126)$$

**Siendo h la matriz gradiente definida por:**

$$h(k+1) = \frac{\partial}{\partial x}(C_d x) \Big|_{x=x^*(k+1)}$$

$$h(k+1) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

### Estimación del vector de estado

**El vector de estado predicho se corrige de la siguiente manera:**

$$\hat{x}(k+1) = x^*(k+1) + K(k+1)[y(k+1) - \hat{y}(k+1)] \quad (127)$$

### Estimación de la matriz covarianza

**La matriz de covarianza se determina a partir de:**

$$\hat{P}(k+1) = P^*(k+1) - K(k+1)h(k+1)P^*(k+1) \quad (128)$$

Al finalizar estos pasos se vuelve al paso inicial y se repite el proceso actualizando el vector de estado en la siguiente iteración.

Un paso crítico es la selección adecuada de los coeficientes de la matriz de covarianza P, cuanto mayor valor tienen son los coeficientes menos precisión existe en el estado inicial, por lo que se le da un mayor peso a las nuevas medidas y la velocidad de convergencia del algoritmo aumenta. Otro paso crítico es la selección de los valores iniciales de los coeficientes de la matriz covarianza Q y R. Si se seleccionan valores iniciales demasiados altos para los coeficientes de la matriz covarianza Q aparecen ruidos en el sistema. Si se seleccionan valores altos en la matriz de covarianza R aparecen ruidos en las medidas. También tiene gran influencia la precisión de los parámetros del modelo de máquina para que el estimador obtenga un buen desempeño.

Por otro lado, la implementación del filtro de Kalman extendido tiene la desventaja de su coste en cuanto al número de operaciones a realizar en cada tiempo de muestreo. Otro inconveniente es que las medidas de las tensiones y de las corrientes tienen una componente de ruido blanco ya que la máquina asíncrona está controlada por un inversor. Estas tienen una componente de ruido debido a la frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia y sus armónicos.



## ***8. Métodos de estimación usando control vectorial***

En este capítulo se realizan distintas simulaciones de las estrategias de control vectorial para máquinas asíncronas descritas en los capítulos 5. También se realizan distintas simulaciones con los diferentes estimadores de velocidad descritos en el capítulo 7 utilizando un control vectorial indirecto.

### ***8.1 Introducción***

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos de simular la máquina de inducción con una estrategia de control vectorial. Después se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones de las siguientes estrategias de estimación de velocidad:

- Estimación en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento.
- Estimación MRAS basada en el flujo de rotor.
- Estimación basada en filtro de Kalman extendido.

Los parámetros principales de la máquina de inducción y el esquema general para la simulación son los definidos en el Anexo B.

### ***8.2 Resultados de las simulaciones del control vectorial***

En esta sección se presentan los resultados de las simulaciones del control vectorial indirecto de una máquina de inducción.

La Figura 8.2.1 muestra el flujo del rotor en ejes de  $dq$  y se observa el desacoplo entre el flujo y para de la máquina ya que el flujo en el eje  $d$  alcanza el flujo de referencia con el controlador de velocidad.

La Figura 8.2.2 muestra la velocidad del rotor en rpm. Se observa que la velocidad del motor de inducción sigue sin problemas la velocidad de referencia. Cuando la máquina alcanza la referencia sólo requiere una pequeña corriente para mantener esa velocidad en el rotor.

La Figura 8.2.3 muestra las corrientes de estator en ejes  $dq$ , se observa el desacoplo entre el flujo y el par de la máquina ya que la corriente en el eje  $d$  es prácticamente constante después del arranque de la máquina. El eje  $q$  controla la corriente que demanda el par y se aprecia como tiene la forma de onda del par de electromagnético de la Figura 8.2.4.

La Figura 8.2.4 muestra el par electromagnético de la máquina. Se observa que sigue sin problemas el par de referencia. La referencia hace que la máquina funcione como motor y generador provocando escalones en el par. Cuando el par es negativo la máquina entra a funcionar como generador.

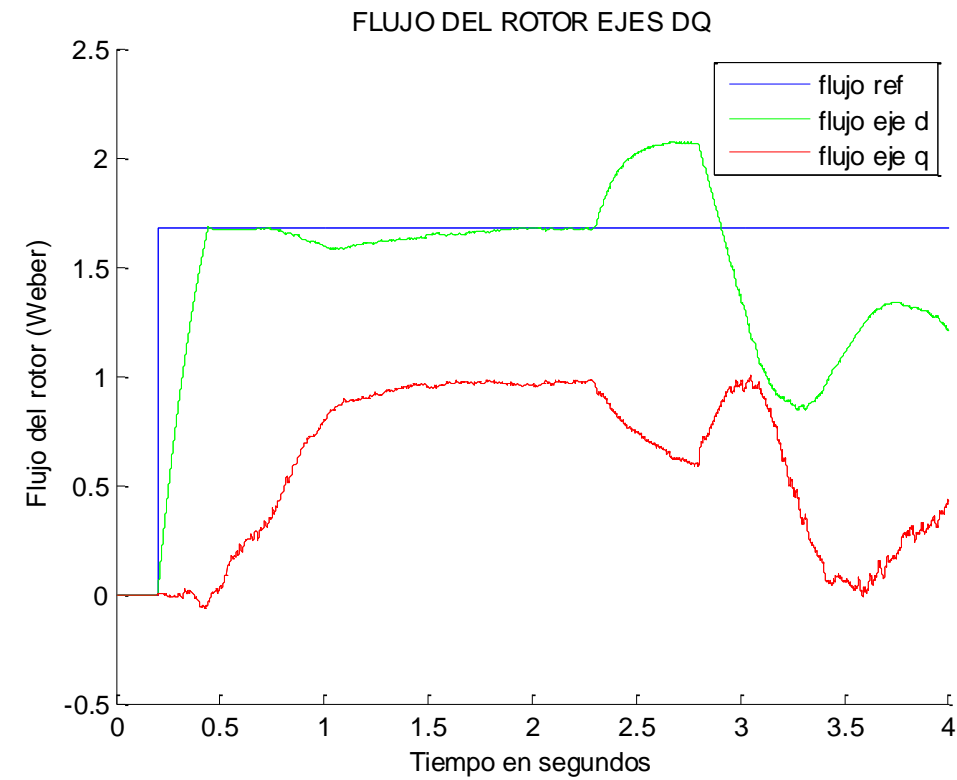


Figura 8.2.1. Evolución de los flujos del rotor en ejes  $dq$ .

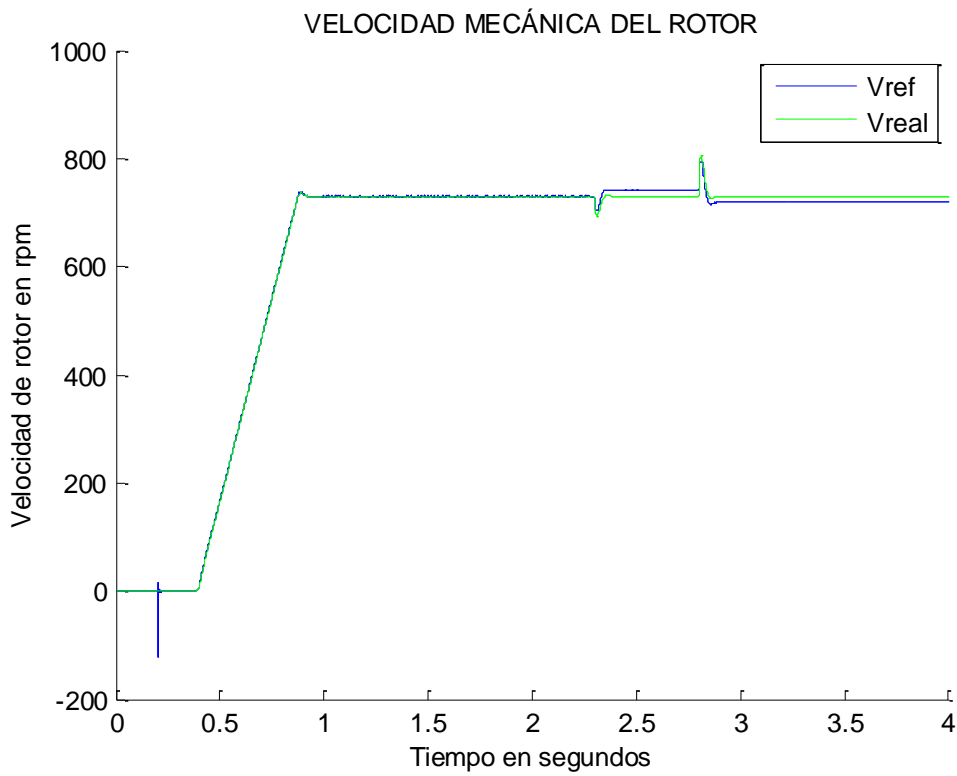


Figura 8.2.2. Velocidad mecánica del rotor en rpm.

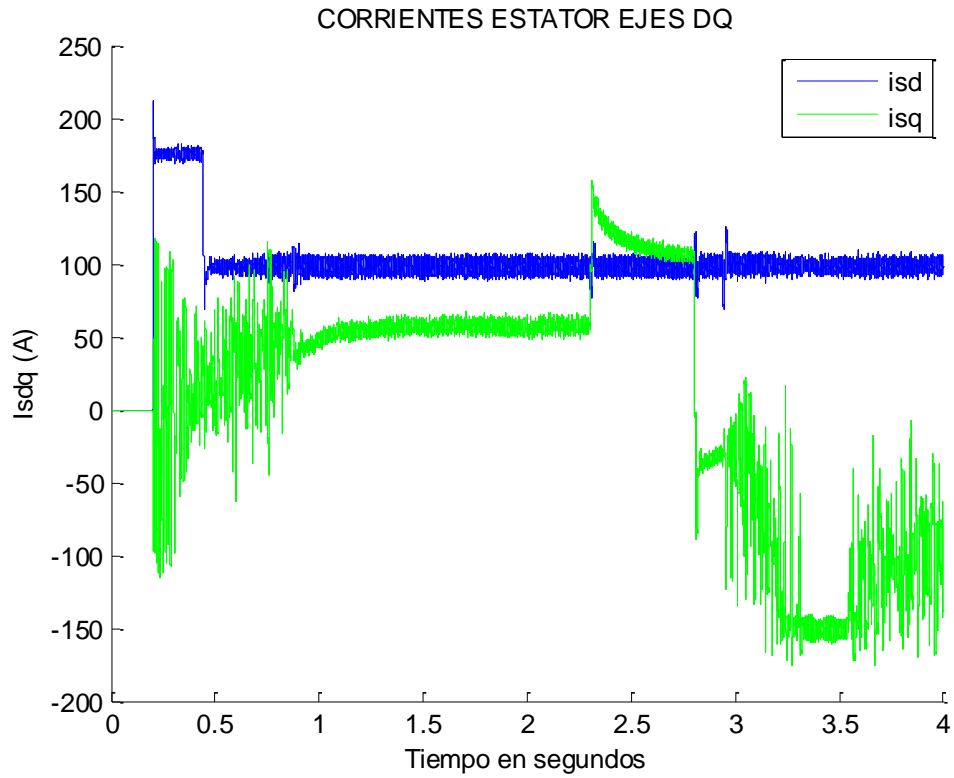


Figura 8.2.3. Corrientes del estátor en ejes dq.

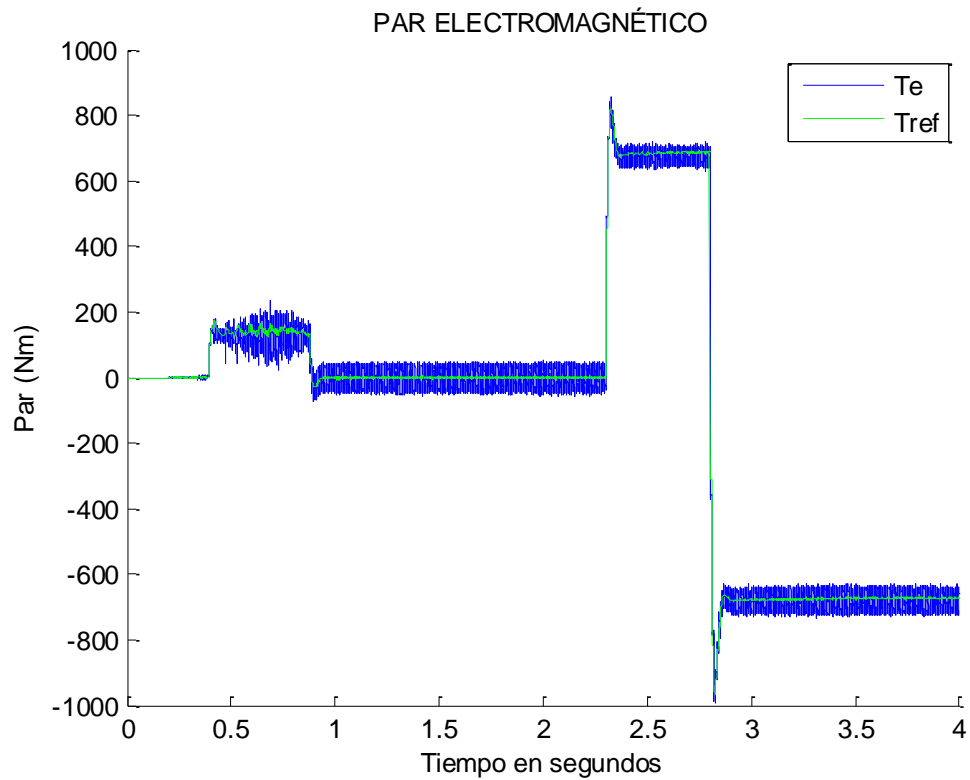


Figura 8.2.4. El par electromagnético desarrollado.

### 8.3 Resultados de las simulaciones con estimación de velocidad en lazo abierto basada en la velocidad de deslizamiento

En esta sección se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones aplicando la estimación de velocidad en lazo abierto basada en la velocidad de deslizamiento.

La Figura 8.3.5 muestra comparación de la velocidad de estimación mediante el estimador en lazo abierto por velocidad de deslizamiento con la velocidad real y su referencia de la máquina. Se observa que durante el arranque el estimador presenta un transitorio con una cantidad de ruido alto.

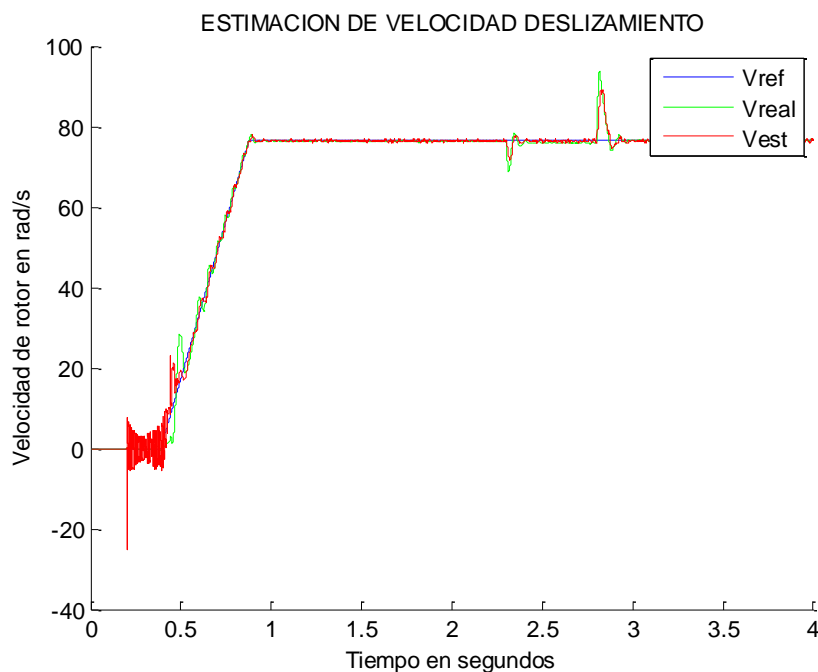


Figura 8.3.5. Simulación de velocidad a velocidad nominal utilizando el estimador en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento.

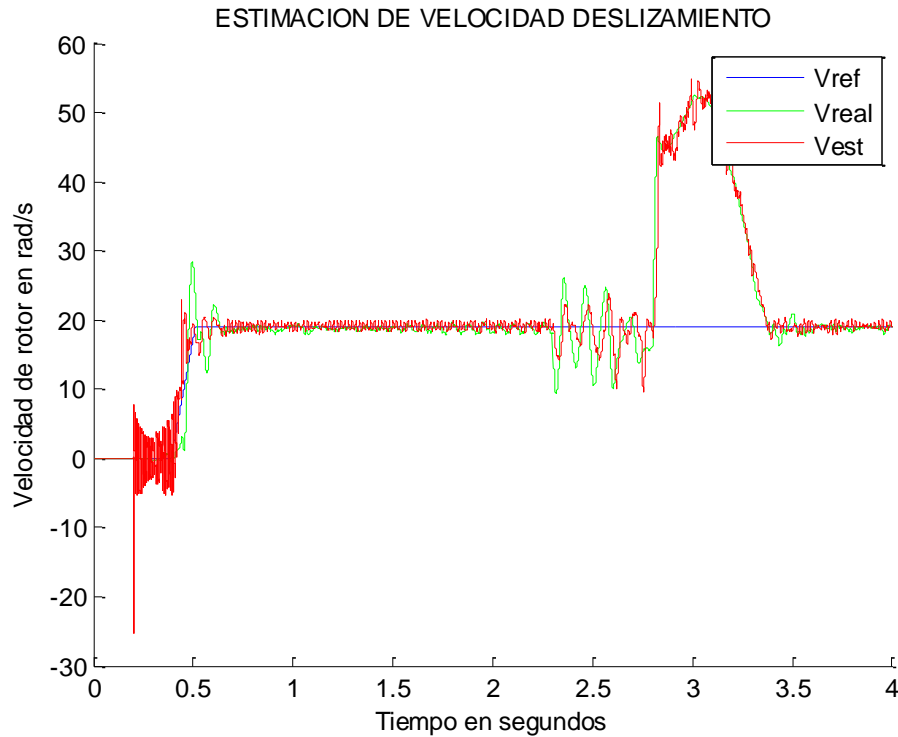


Figura 8.3.6. Simulación de velocidad a velocidad un 25% de la nominal utilizando el estimador en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento.

La Figura 8.3.6 muestra la comparación de la velocidad estimada con la velocidad real y su referencia a un 25% de la velocidad nominal mediante el estimador el lazo abierto por velocidad de deslizamiento. Se observa que en el transitorio del arranque existe una cantidad de ruido elevada y que en los cambios de par existen fuertes oscilaciones, por lo que puede resultar problemática la estimación de velocidades bajas.

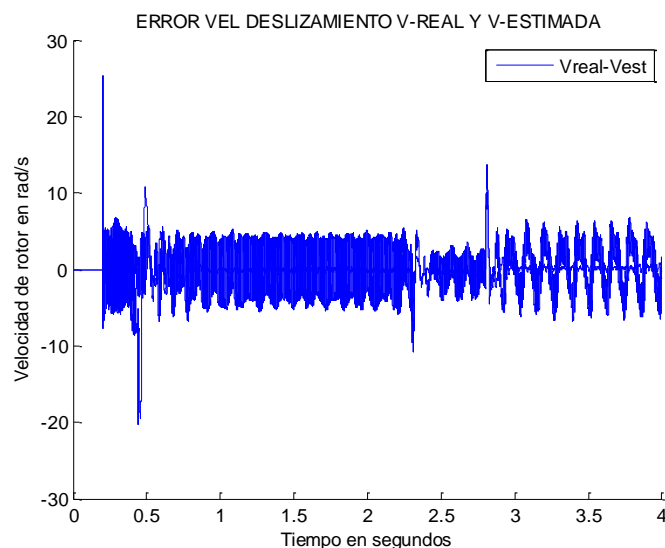


Figura 8.3.7. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a velocidad nominal con estimación de la velocidad de deslizamiento.



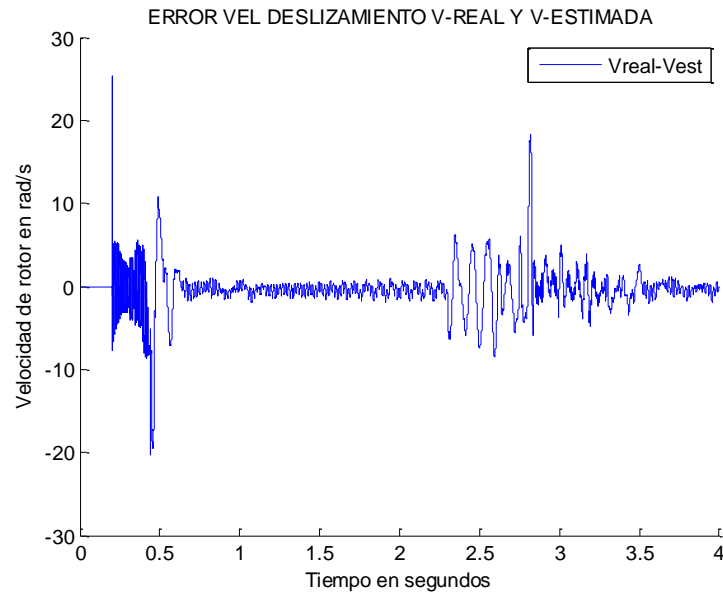


Figura 8.3.8. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a un 25% de la velocidad nominal con estimación de la velocidad de deslizamiento.

Las Figura 8.3.7 y la Figura 8.3.8 muestran los errores entre la velocidad de estimación y la velocidad real con un estimador por la velocidad de deslizamiento a velocidad nominal y a un 25% de la velocidad nominal respectivamente. Como se observa en la figuras el error en la estimación es constante y proporcional entre las dos velocidad en régimen permanente. En el transitorio inicial error es mayor a baja velocidades.

#### 8.4 Resultados de las simulaciones con estimación de velocidad mediante MRAS

En esta sección se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones aplicando la estimación con MRAS basada en el flujo del rotor.

La Figura 8.4.9 muestra comparación de la velocidad de estimación mediante el estimador MRAS d con la velocidad real y su referencia de la máquina. Se observa que durante el arranque el estimador presenta un transitorio con una cantidad de ruido alto y durante el régimen permanente tiene oscilaciones respecto de la velocidad real de máquina de inducción.

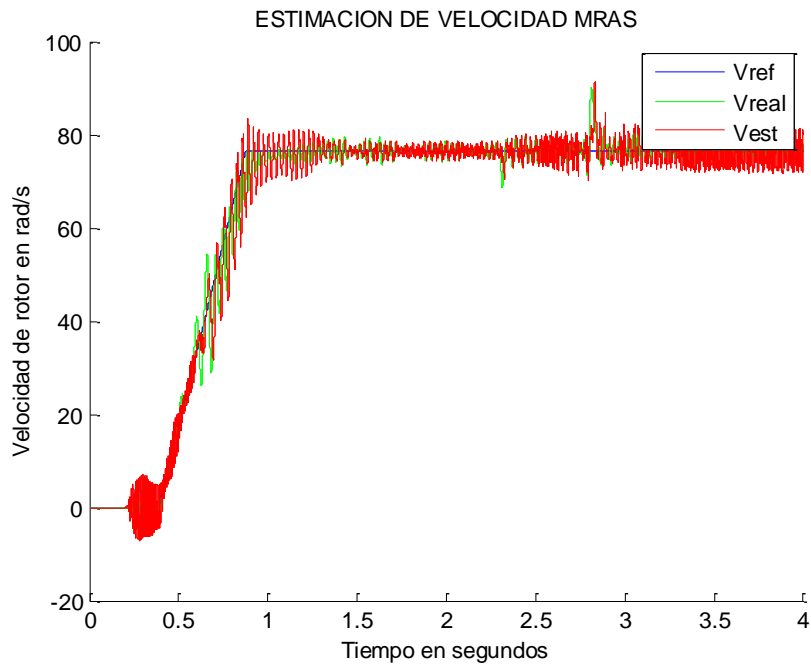


Figura 8.4.9. Simulación de velocidad a velocidad nominal utilizando el estimador utilizando el estimador MRAS basado en el flujo de rotor.

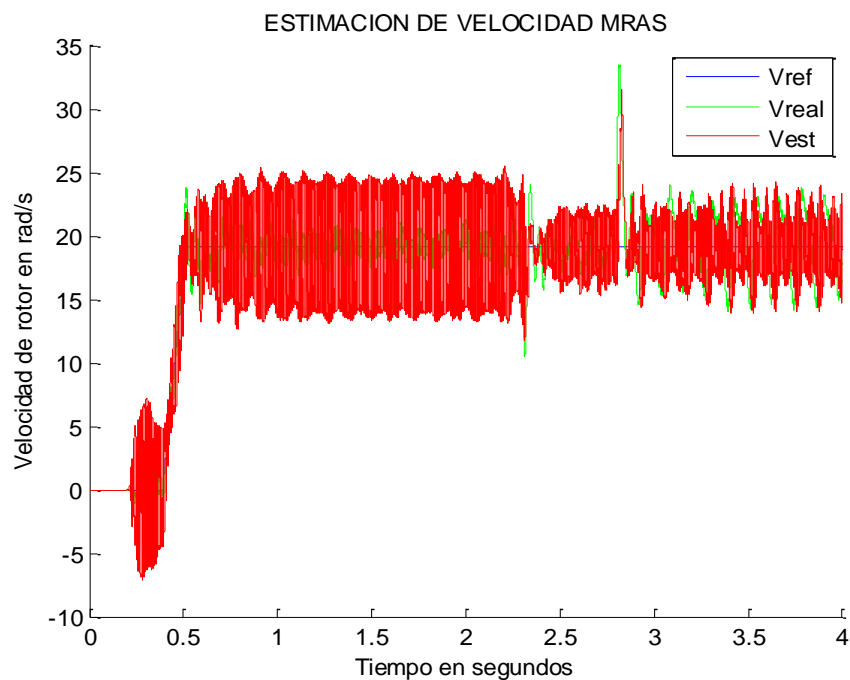


Figura 8.4.10. Simulación de velocidad a velocidad un 25% de la nominal utilizando el estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

La Figura 8.4.10 muestra la comparación de la velocidad estimada con la velocidad real y su referencia a un 25% de la velocidad nominal mediante el estimador MRAS. Se observa que en el transitorio del arranque existe una cantidad de ruido elevada y que en régimen permanente existen fuertes oscilaciones, por lo que puede resultar problemática la estimación de velocidades bajas.

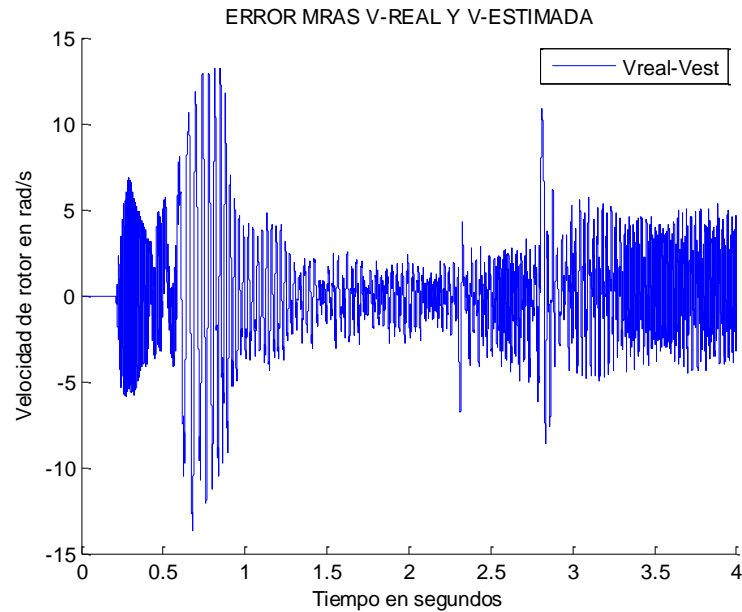


Figura 8.4.11. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a velocidad nominal con estimación mediante MRAS.

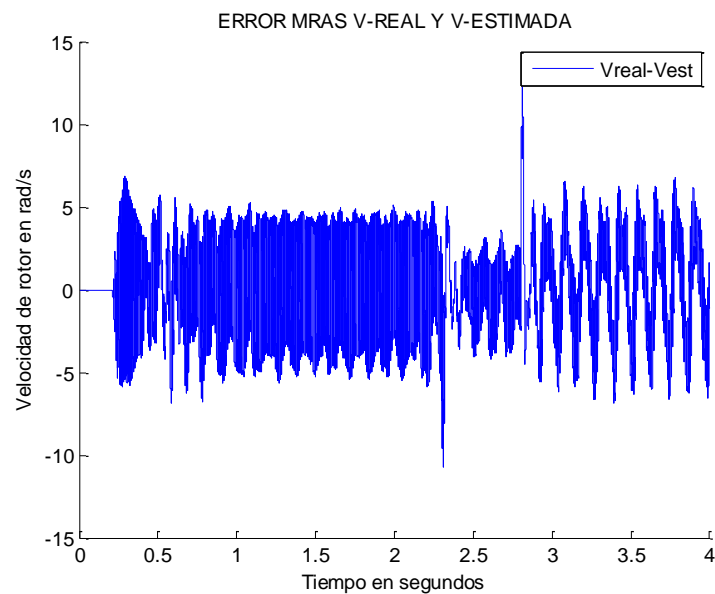


Figura 8.4.12. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a un 25% de la velocidad nominal con estimación mediante MRAS.

Las Figura 8.4.11 y Figura 8.4.12 muestran los errores entre la velocidad de estimación y la velocidad real con un estimador de MRAS a velocidad nominal y a un 25% de la velocidad nominal respectivamente. Como se observa en la figuras el error en la estimación es mayor cuando se realiza la estimación a bajas velocidades.

## 8.5 Resultados de las simulaciones con estimación de velocidad mediante el filtro de Kalman extendido

En esta sección se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones aplicando la estimación mediante el filtro de Kalman extendido.

La Figura 8.5.13 muestra comparación de la velocidad de estimación mediante el estimador EKF con la velocidad real y su referencia de la máquina. Se observa que durante el arranque el estimador presenta un transitorio con una cantidad de ruido bajo y durante el régimen permanente el filtro de Kalman extendido estima la velocidad real de máquina de inducción con buena precisión.

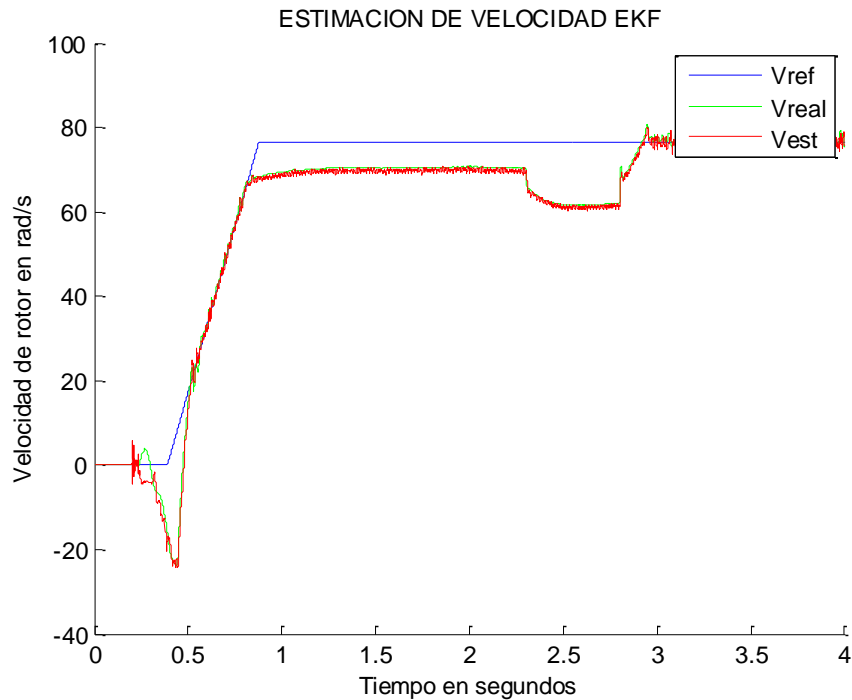


Figura 8.5.13. Simulación de velocidad a velocidad nominal utilizando el estimador basado en el filtro de Kalman Extendido.

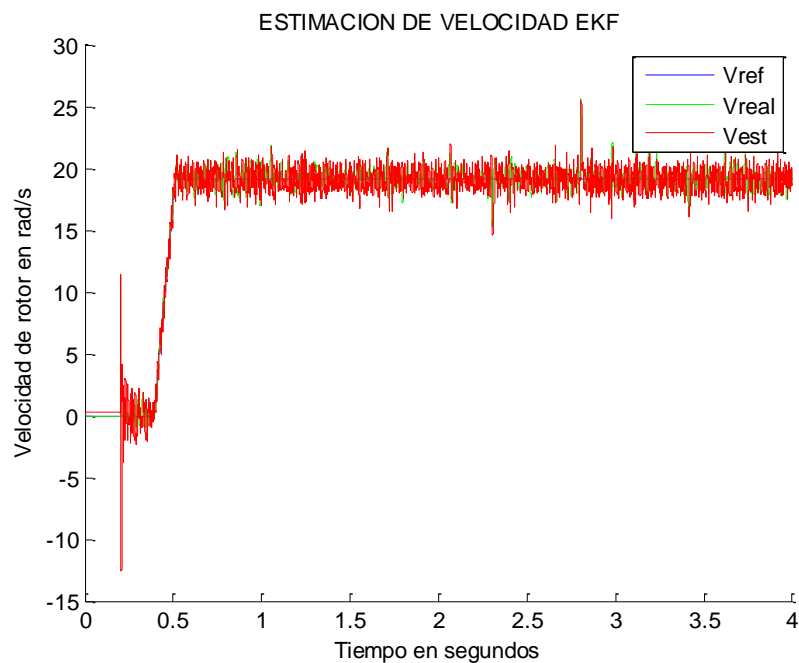


Figura 8.5.14. Simulación de velocidad a 25% de la velocidad nominal utilizando el estimador basado en el filtro de Kalman Extendido.

La Figura 8.5.14 muestra la comparación de la velocidad estimada con la velocidad real y su referencia a un 25% de la velocidad nominal mediante el estimador EKF. Se observa que en el transitorio del arranque existe una cantidad de ruido elevada y que en régimen permanente existen oscilaciones aunque no tan fuertes como en los estimadores anteriores, por lo que puede resultar problemática la estimación de velocidades bajas.

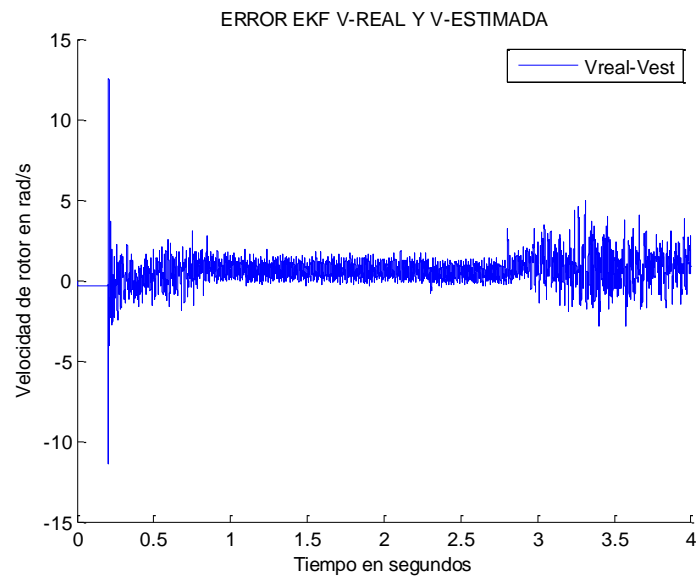


Figura 8.5.15. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a velocidad nominal con estimación mediante EKF.

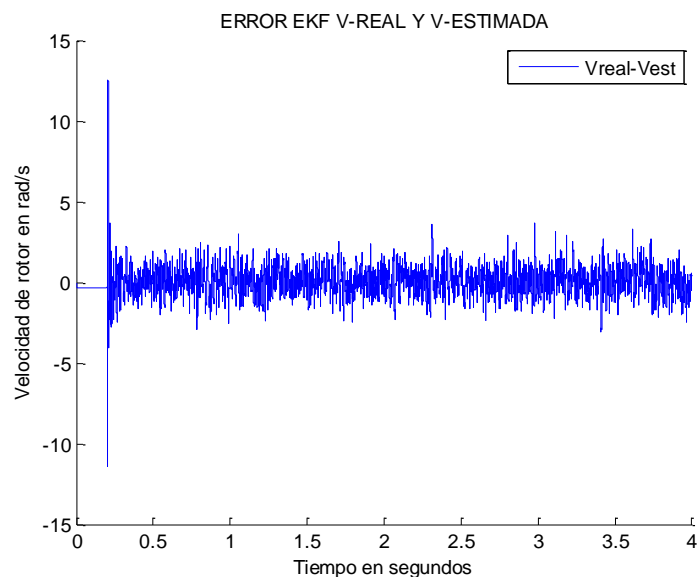


Figura 8.5.16. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a un 25% de la velocidad nominal con estimación mediante EKF.

Las Figura 8.5.15 y Figura 8.5.16 muestran los errores entre la velocidad de estimación y la velocidad real con un estimador mediante EKF a velocidad nominal y a un 25% de la velocidad nominal respectivamente. Como se observa en la figuras el error en la estimación es más bajo que con los estimadores por la velocidad de deslizamiento y MRAS analizados anteriormente.

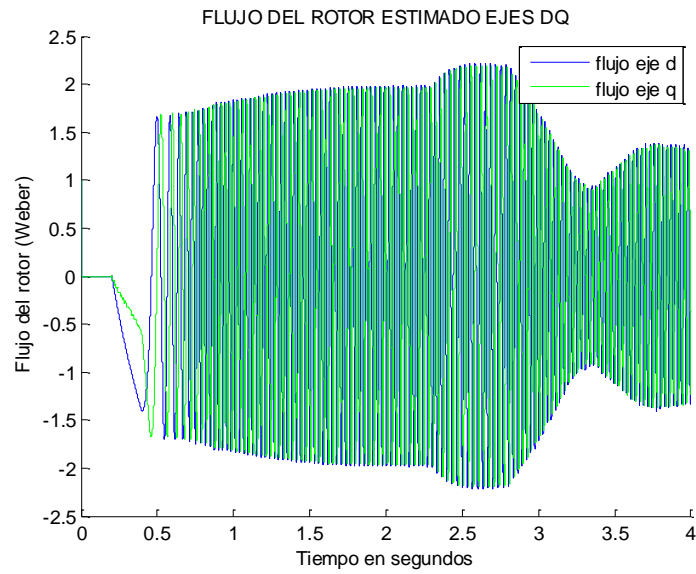


Figura 8.5.17. Flujo del rotor en ejes dq estimador con EKF.

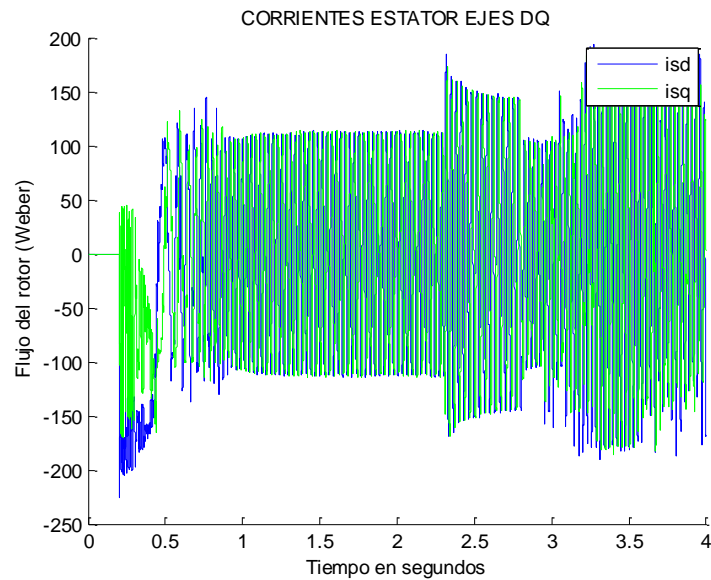


Figura 8.5.18. Corrientes estimadas en ejes dq con EKF.

Las Figura 8.5.17 y Figura 8.5.18 muestran el flujo del rotor y las corrientes estimadas mediante el filtro de Kalman respectivamente. Se observa que la corriente del eje q sigue la forma de onda del par y que el flujo responde ante el cambio de operación de la máquina de motor a generador.



## ***9. Métodos de estimación usando DTC***

En este capítulo se realizan distintas simulaciones de las estrategias de control directo del par para máquinas asíncronas descritas en los capítulos 6. También se realizan distintas simulaciones con los diferentes estimadores de velocidad descritos en el capítulo 7 utilizando un control DTC.

### ***9.1 Introducción***

En este capítulo se muestran los resultados obtenidos de simular la máquina de inducción con una estrategia de control vectorial. Después se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones de las siguientes estrategias de estimación de velocidad:

- Estimación en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento.
- Estimación MRAS basada en el flujo de rotor.
- Estimación basada en filtro de Kalman extendido.

Los parámetros principales de la máquina de inducción y el esquema general para la simulación son los definidos en el Anexo B.

### ***9.2 Resultados de las simulaciones del DTC clásico.***

En esta sección se presentan los resultados de las simulaciones del control directo del par clásico de una máquina de inducción.

La Figura 9.2.1 muestra la velocidad del rotor en rpm. Se observa que la velocidad del motor de inducción sigue sin problemas la velocidad de referencia.

La Figura 9.2.2 muestra el par electromagnético de la máquina. Se observa que sigue sin problemas el par de referencia y que tiene una respuesta dinámica rápida. Sin embargo se observa un rizo bastante grande en la señal que sería posible atenuarlo modificando la banda de histéresis pero la frecuencia de conmutación se haría mayor provocando escalones en el par. Cuando el par es negativo la máquina entra a funcionar como generador

La Figura 9.2.3 muestra el flujo del rotor en ejes de dq y se observa un pequeño rizado en la forma de onda bastante atenuado en comparación con el rizo en el par.

La Figura 9.2.4 muestra las corrientes de estator en ejes dq, también se observa un rizado en la forma de onda bastante apreciado que puede ser debido a la distorsión armónica.



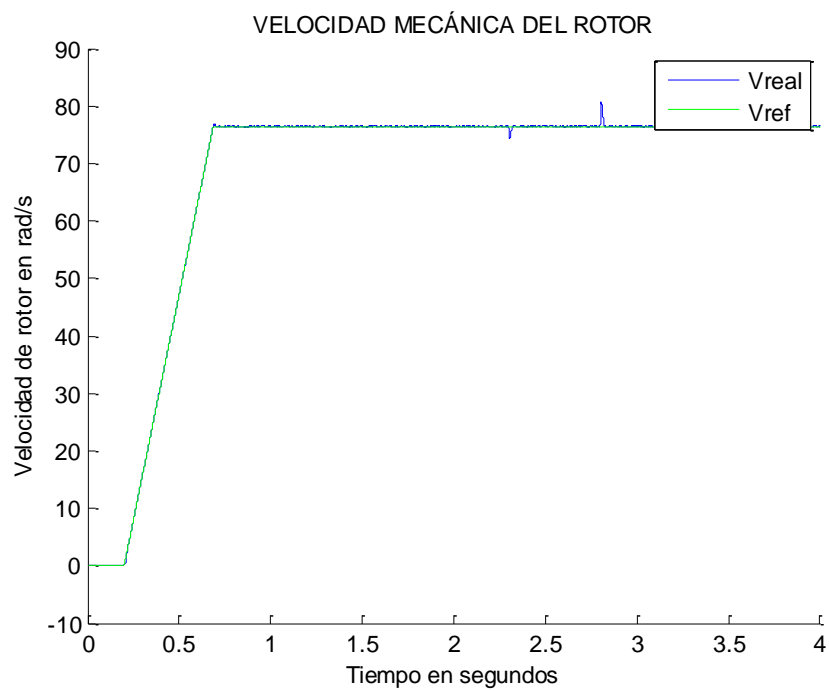


Figura 9.2.1. Velocidad mecánica del rotor en rad/s.

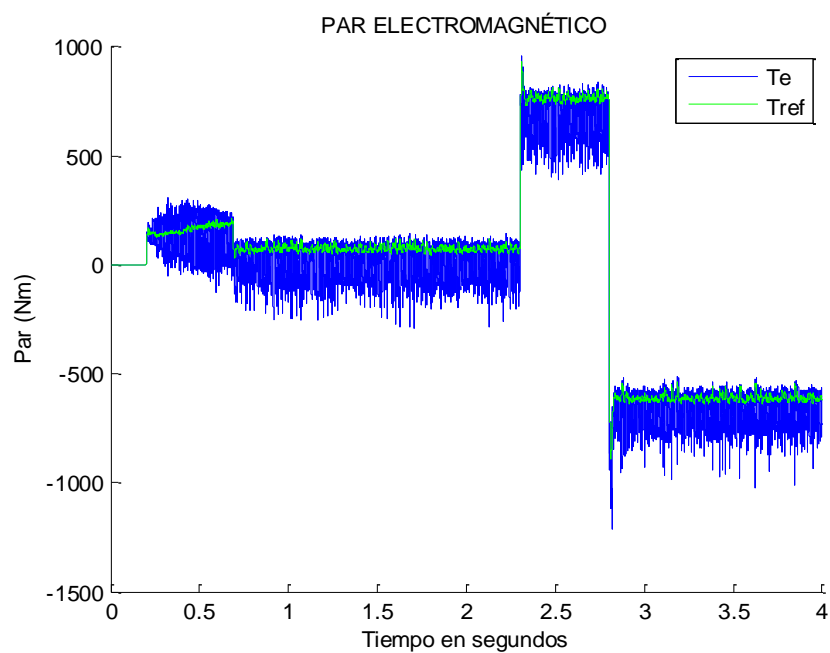


Figura 9.2.2. Par electromagnético con el DTC-Clásico.

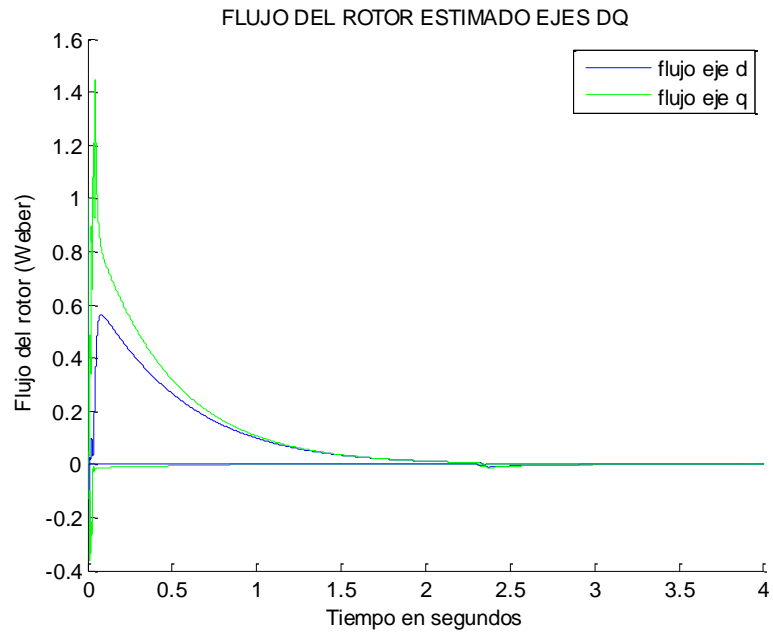


Figura 9.2.3. Flujo del rotor en ejes dq con el DTC-Clásico.

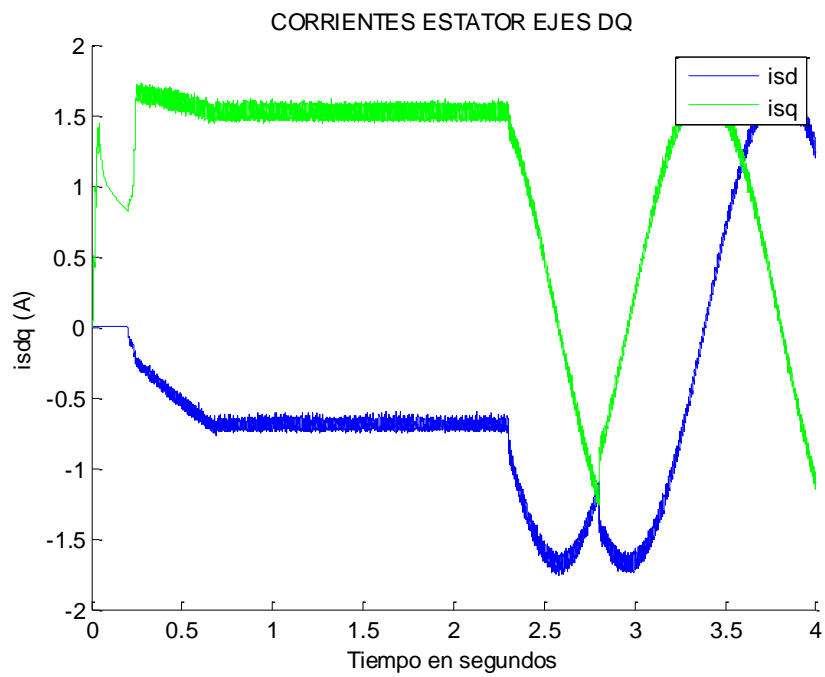


Figura 9.2.4. Corrientes en el estátor en ejes dq con el DTC-Clásico.

### 9.3 Resultados de las simulaciones del DTC SVM

En esta sección se presentan los resultados de las simulaciones del control directo del par con modulación SVM de una máquina de inducción.

La Figura 9.3.5 muestra la velocidad del rotor en rpm. Se observa que la velocidad del motor de inducción sigue sin problemas la velocidad de referencia y aunque un impulso en régimen transitorio durante el arranque.

La Figura 9.3.6 muestra el par electromagnético de la máquina. Se observa que sigue sin problemas el par de referencia y que tiene una respuesta dinámica rápida. Sin embargo se observa un rizo bastante grande en la señal aunque algo menor con la respuesta del par con DTC-Clásico.

La Figura 9.3.7 muestra el flujo del rotor en ejes de dq y se observa un pequeño rizado en la forma de onda bastante atenuado.

La Figura 9.3.8 muestra las corrientes de estator en ejes dq, también se observa un rizado en la forma de onda mayor que con DTC-Clásico.

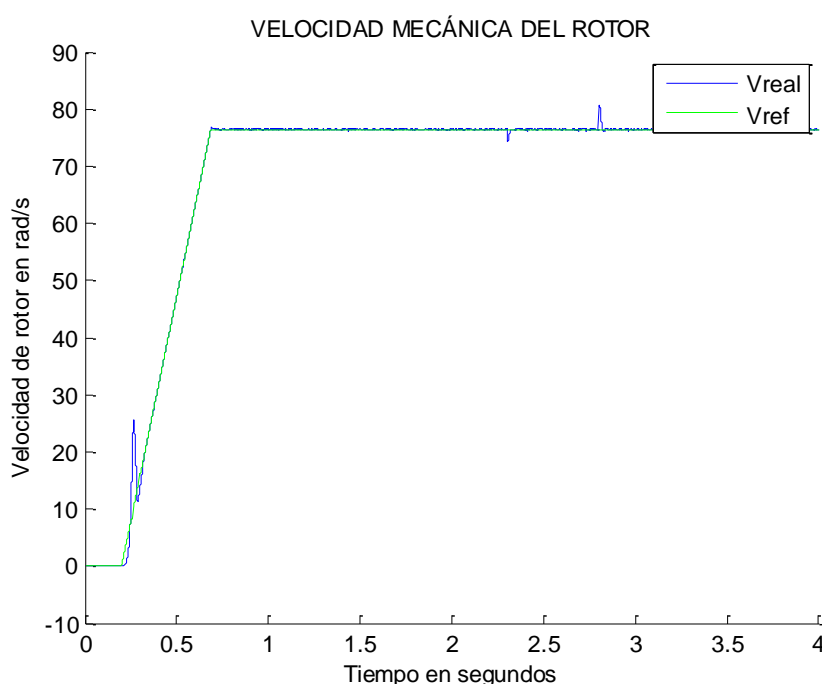


Figura 9.3.5. Velocidad mecánica del rotor en rad/s.

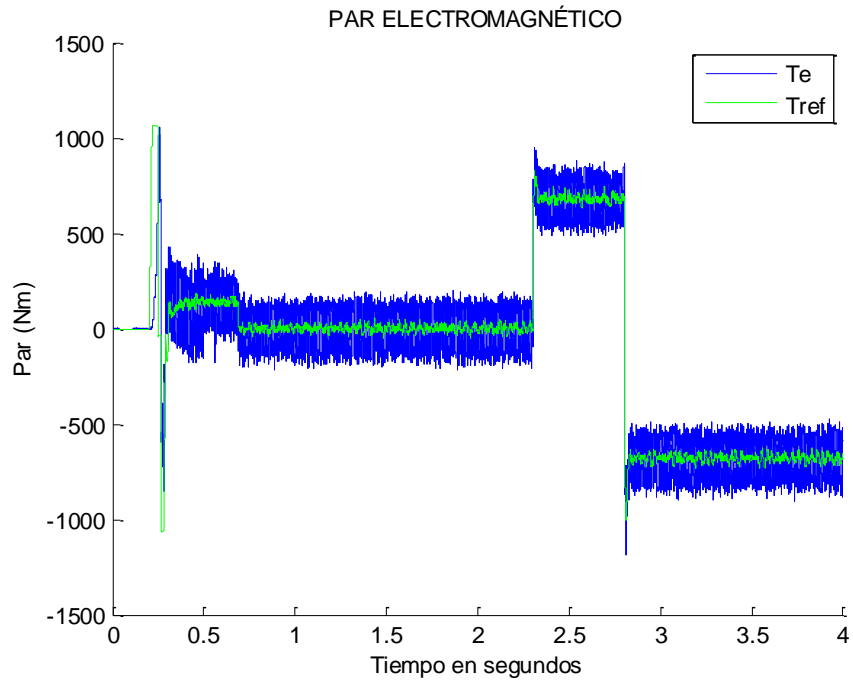


Figura 9.3.6. Par electromagnético con el DTC-SVM.

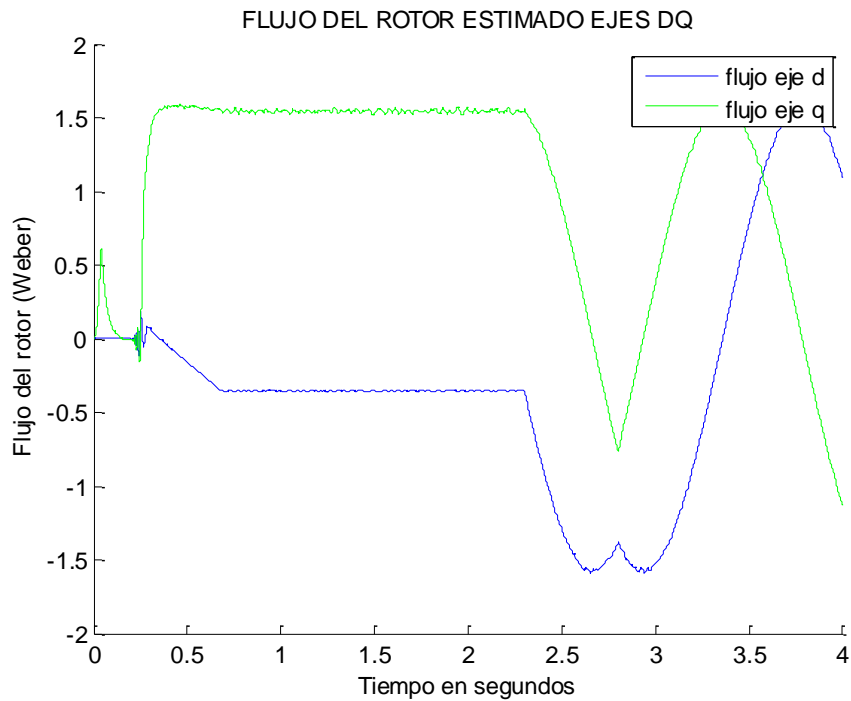


Figura 9.3.7. Flujo del rotor en ejes dq con el DTC-PWM

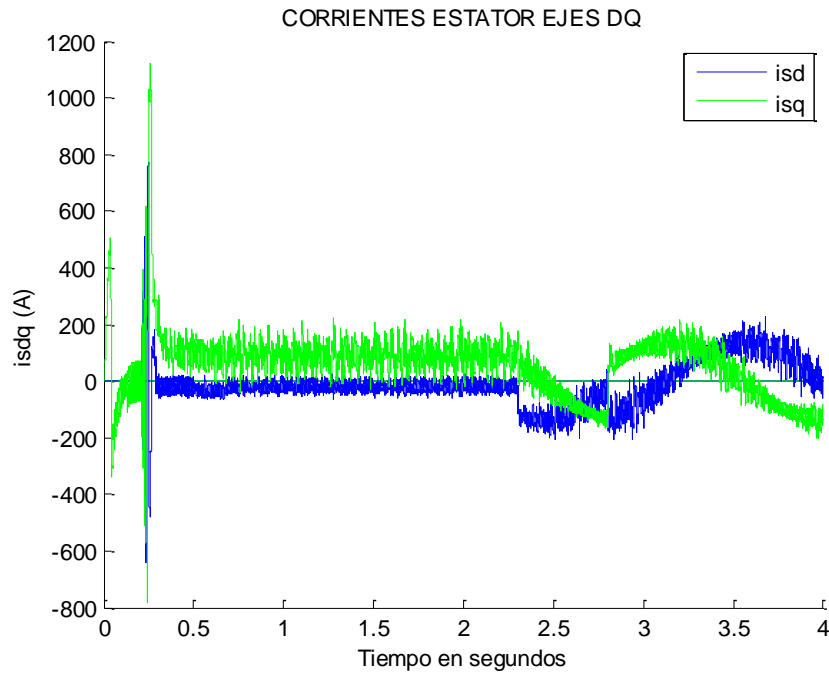


Figura 9.3.8. Corrientes en el estátor en ejes dq con el DTC-SVM.

#### 9.4 Resultados de las simulaciones del DTC PWM

En esta sección se presentan los resultados de las simulaciones del control directo del par con modulación PWM con el fin poder comparar con la modulación de vectores espaciales (SVM).

La Figura 9.4.9 muestra la velocidad del rotor en rpm. Se observa que la velocidad del motor de inducción sigue sin problemas la velocidad de referencia aunque presenta un impulso en régimen transitorio durante el arranque y tiene pequeñas oscilaciones durante el seguimiento de la referencia.

La Figura 9.4.10 muestra el par electromagnético de la máquina. Se observa que sigue sin problemas el par de referencia y que tiene una respuesta dinámica rápida. También se observa un rizo bastante grande en la señal aunque menor con la respuesta del par con DTC-SVM.

La Figura 9.4.11 muestra las corrientes de estator en ejes dq, también se observa un rizado en la forma de onda menor que con DTC-SVM.

La Figura 9.4.12 muestra el flujo del rotor en ejes de dq y no se observa prácticamente rizado en la forma de onda.

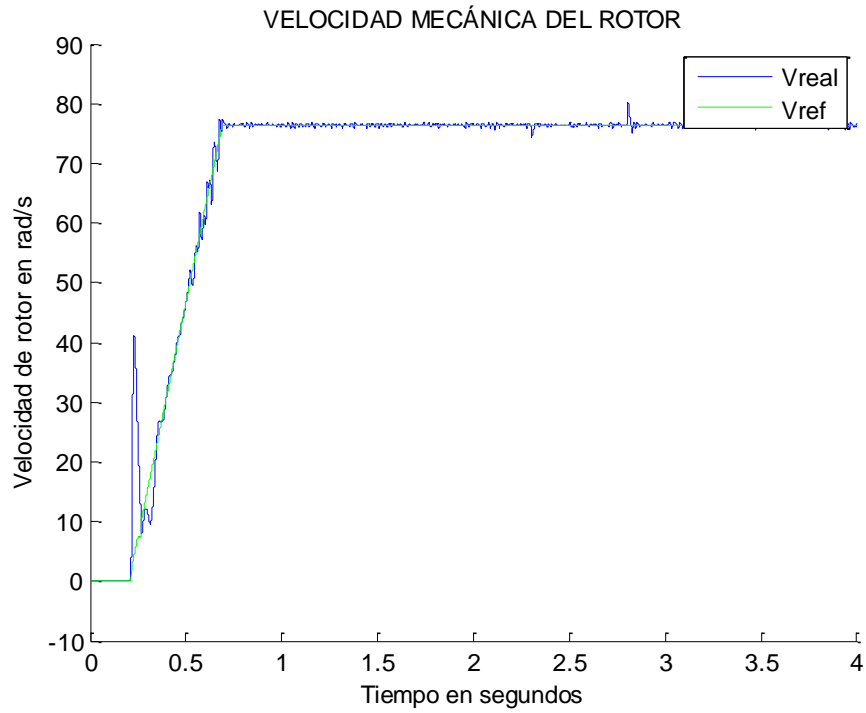


Figura 9.4.9. Velocidad mecánica del rotor en rad/s.

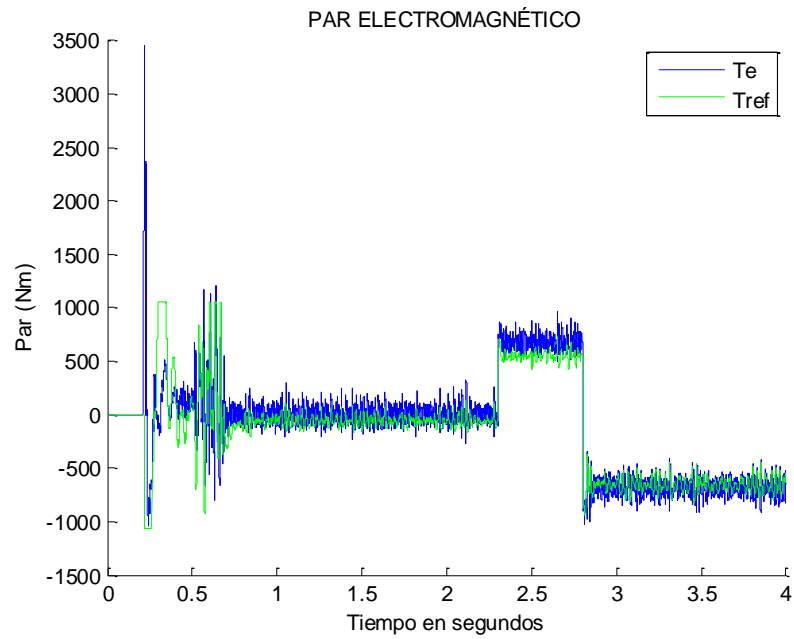


Figura 9.4.10. Par electromagnético con el DTC-PWM.

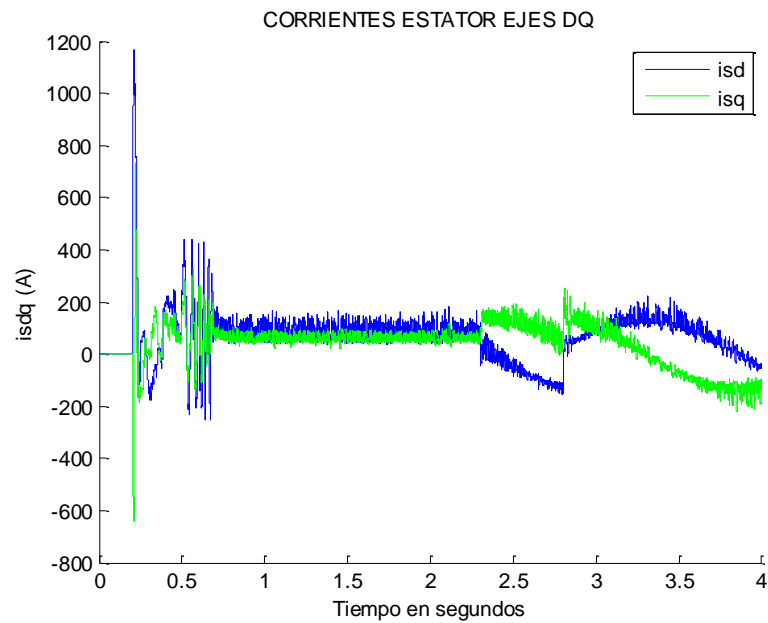


Figura 9.4.11. Corrientes en el estátor en ejes dq con el DTC-PWM.

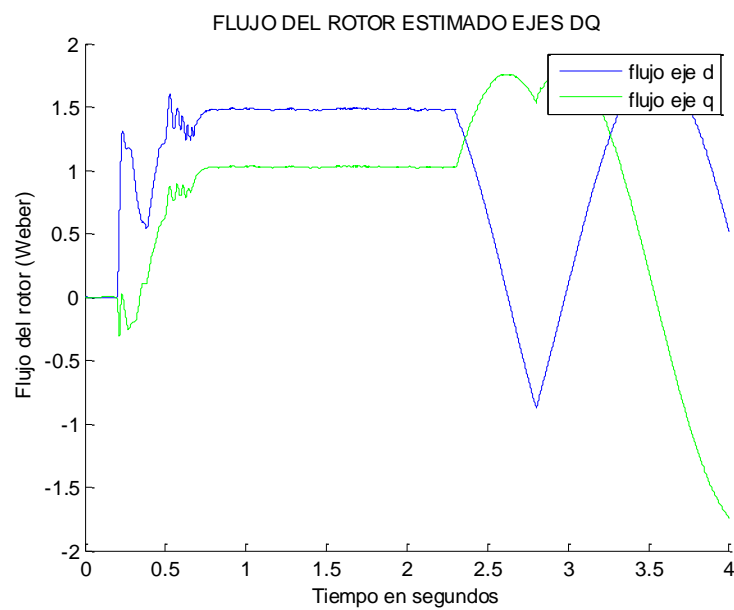


Figura 9.4.12. Flujo del rotor en ejes dq con el DTC-PWM.

Con la modulación PWM senoidal se observa en general que el rizado típico de la estrategia de control directo del par se minimiza de forma apreciable.

## 9.5 Resultados de las simulaciones con estimación de velocidad en lazo abierto basada en la velocidad de deslizamiento

En esta sección se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones aplicando la estimación de velocidad en lazo abierto basada en la velocidad de deslizamiento.

La Figura 9.5.13 muestra comparación de la velocidad de estimación mediante el estimador en lazo abierto por velocidad de deslizamiento con la velocidad real y su referencia de la máquina. Se observa que en los escalones al estimador le cuesta alcanzar el valor de la velocidad real presentando un error en la estimación.

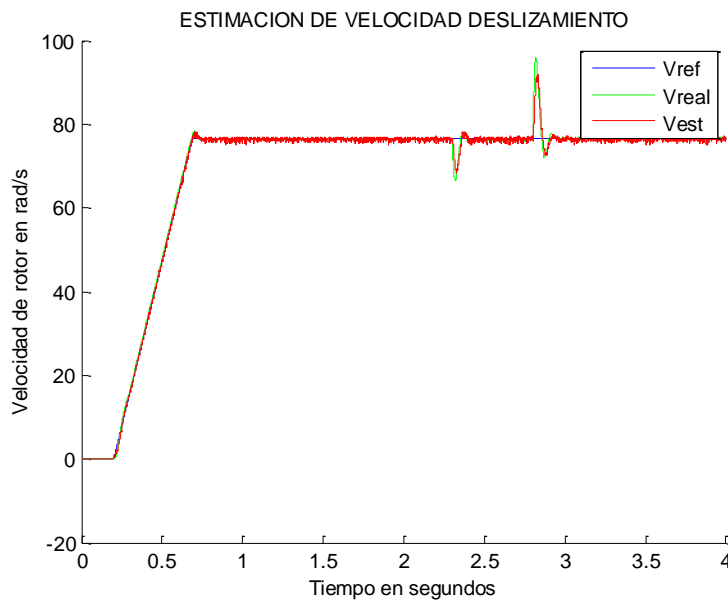


Figura 9.5.13. Simulación de velocidad a velocidad nominal utilizando el estimador en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento.

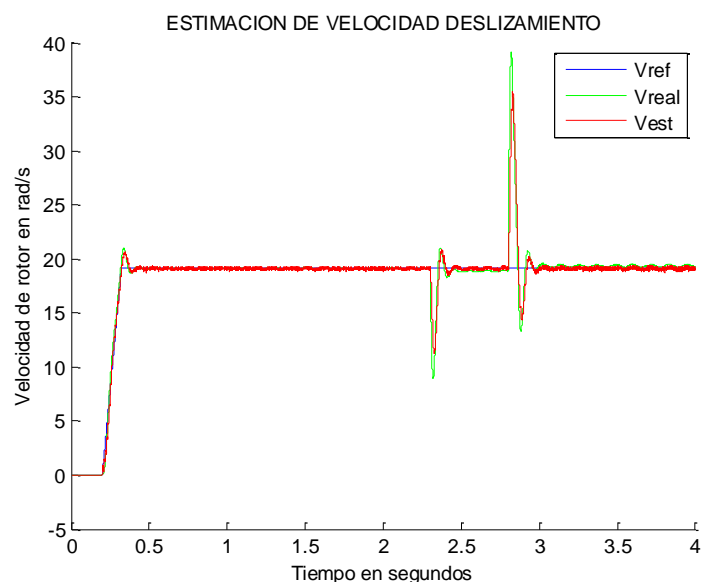


Figura 9.5.14. Simulación de velocidad a un 25% de la velocidad nominal utilizando el estimador en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento.



La Figura 9.5.14 muestra la comparación de la velocidad estimada con la velocidad real y su referencia a un 25% de la velocidad nominal mediante el estimador el lazo abierto por velocidad de deslizamiento. Se observa que en los escalones comente un error bastante apreciable entre la velocidad estimada y la velocidad real.

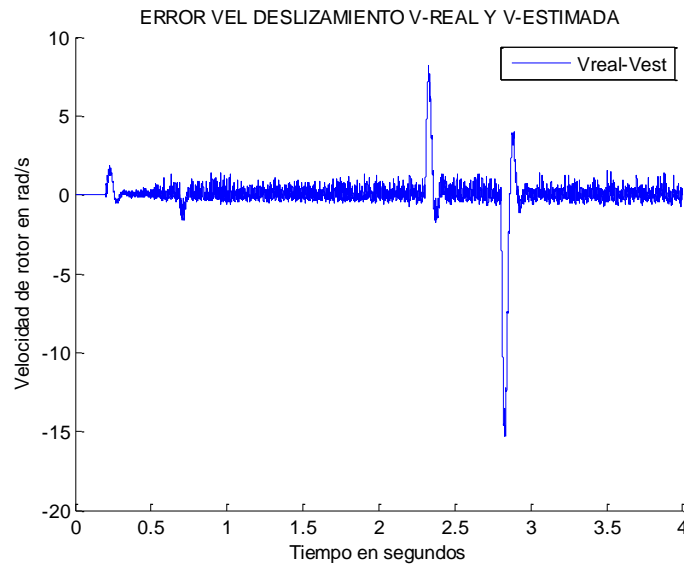


Figura 9.5.15. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a velocidad nominal con estimación de la velocidad de deslizamiento.

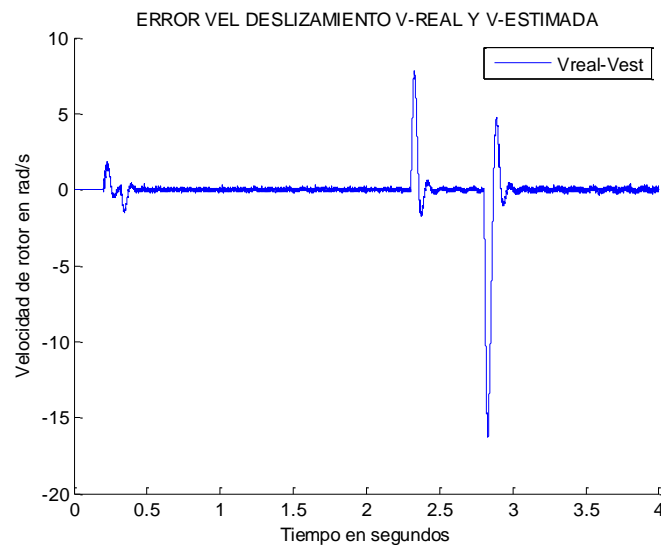


Figura 9.5.16. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a un 25% velocidad nominal con estimación de la velocidad de deslizamiento.

Las Figura 9.5.15 y Figura 9.5.16 muestran los errores entre la velocidad de estimación y la velocidad real con un estimador por la velocidad de deslizamiento a velocidad nominal y a un 25% de la velocidad nominal respectivamente. Como se observa en la figuras el error en la estimación es constante y proporcional entre las dos velocidad en régimen permanente. Los errores de estimación son menores que con la estrategia de control vectorial.

## 9.6 Resultados de las simulaciones con estimación de la velocidad mediante MRAS

En esta sección se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones aplicando de estimación con MRAS basada en el flujo del rotor.

La Figura 9.6.17 muestra comparación de la velocidad de estimación mediante el estimador MRAS d con la velocidad real y su referencia de la máquina. Se observa que en los escalones al estimador le cuesta alcanzar el valor de la velocidad real presentando un error en la estimación.

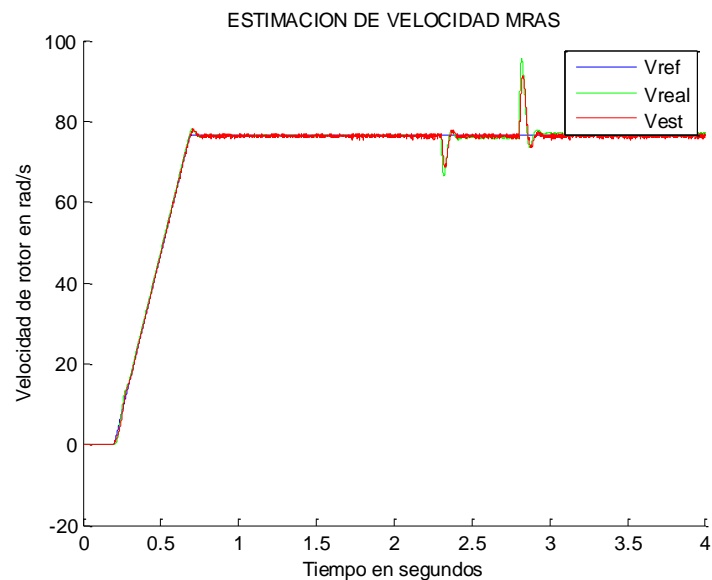


Figura 9.6.17. Simulación de velocidad a velocidad nominal utilizando el estimador utilizando el estimador MRAS basado en el flujo de rotor.

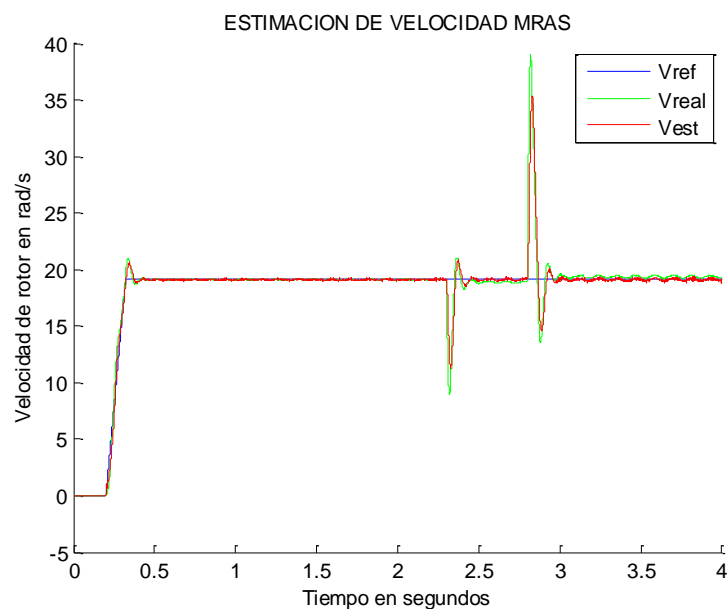


Figura 9.6.18. Simulación de velocidad a un 25% de la velocidad nominal utilizando el estimador utilizando el estimador MRAS basado en el flujo de rotor.

La Figura 9.5.14 muestra la comparación de la velocidad estimada con la velocidad real y su referencia a un 25% de la velocidad nominal mediante el estimador MRAS. Se observa que en los escalones comente un error bastante apreciable entre la velocidad estimada y la velocidad real algo mayor que estimando con el estimador por lazo abierto de velocidad de deslizamiento.

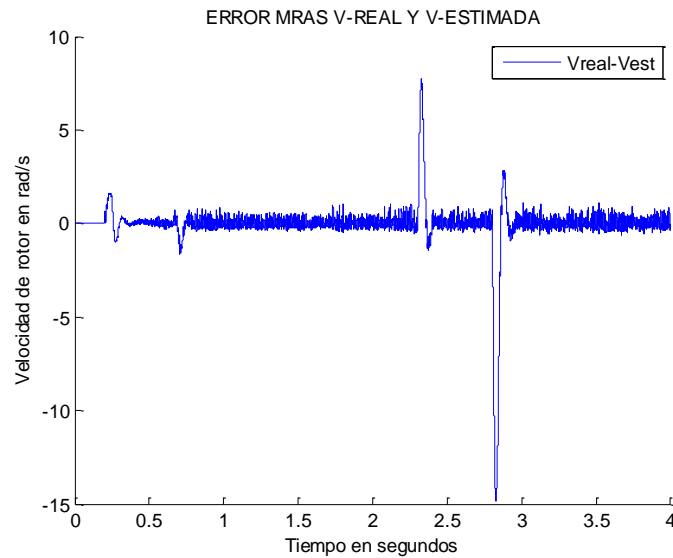


Figura 9.6.19. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a velocidad nominal con estimación MRAS.

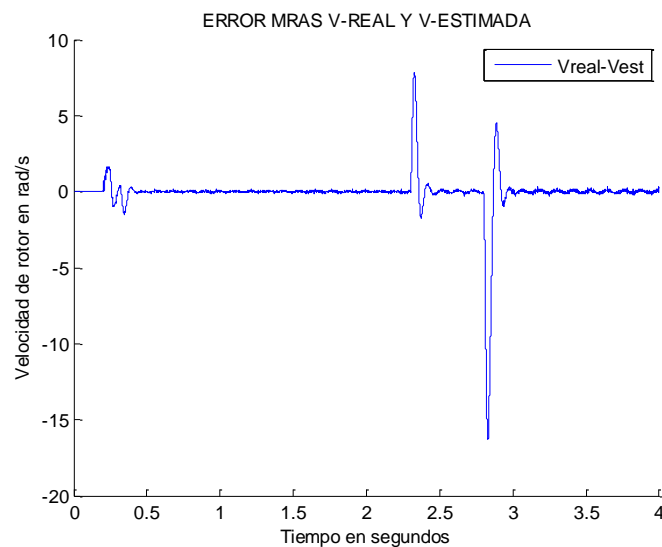


Figura 9.6.20. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a un 25% velocidad nominal con estimación MRAS.

Las Figura 8.4.11 y Figura 8.4.12 muestran los errores entre la velocidad de estimación y la velocidad real con un estimador de MRAS a velocidad nominal y a un 25% de la velocidad nominal respectivamente. Se observa que en los escalones comente un error bastante apreciable entre la velocidad estimada y la velocidad real aunque régimen permanente el error cometido es pequeño.

## 9.7 Resultados de las simulaciones con estimación de velocidad mediante el filtro de Kalman extendido

En esta sección se muestran los resultados obtenidos de las simulaciones aplicando la estimación mediante el filtro de Kalman extendido.

La Figura 9.7.21 muestra comparación de la velocidad de estimación mediante el estimador EKF con la velocidad real y su referencia de la máquina. Se observa que durante el régimen permanente le filtro de Kalman extendido estima la velocidad real de máquina de inducción con buena precisión aunque en los escalones comete un error en la estimación.

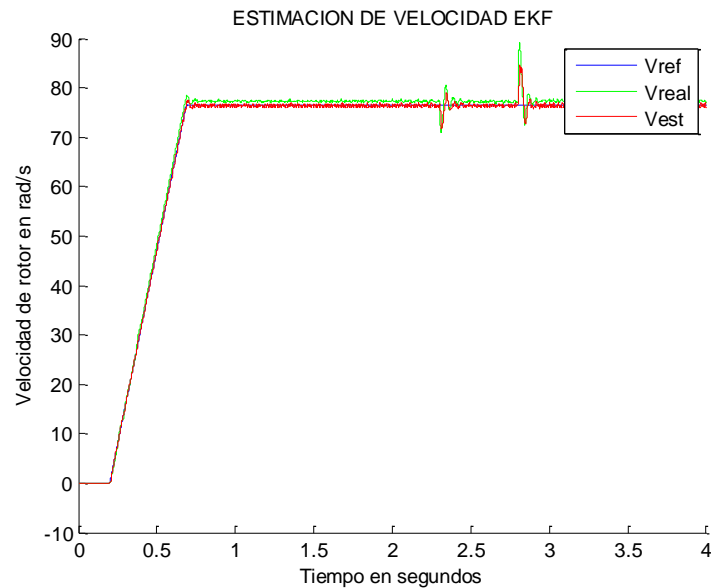


Figura 9.7.21. Simulación de velocidad a velocidad nominal utilizando el estimador basado en el filtro de Kalman Extendido.

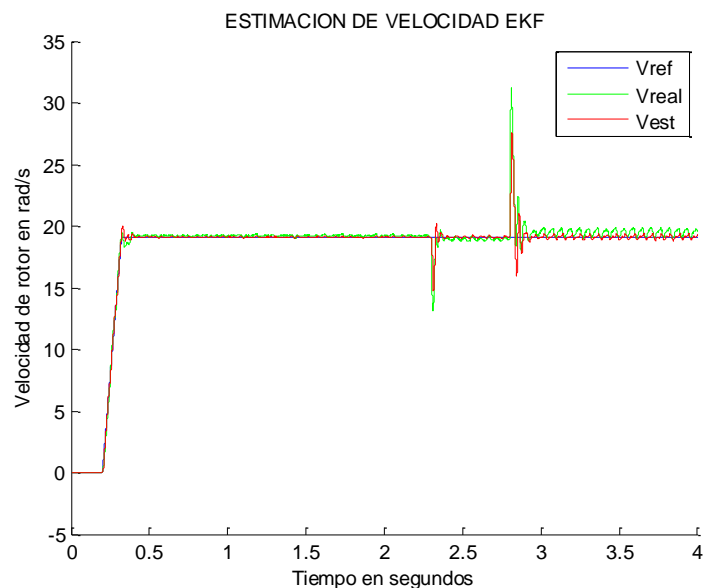


Figura 9.7.22. Simulación de velocidad a un 25% velocidad nominal utilizando el estimador basado en el filtro de Kalman Extendido.

La Figura 9.7.22 muestra la comparación de la velocidad estimada con la velocidad real y su referencia a un 25% de la velocidad nominal mediante el estimador EKF. Se observa que durante el régimen permanente le filtro de Kalman extendido estima la velocidad real de máquina de inducción con buena precisión aunque en los escalones comete un error en la estimación mayor que a velocidad nominal.

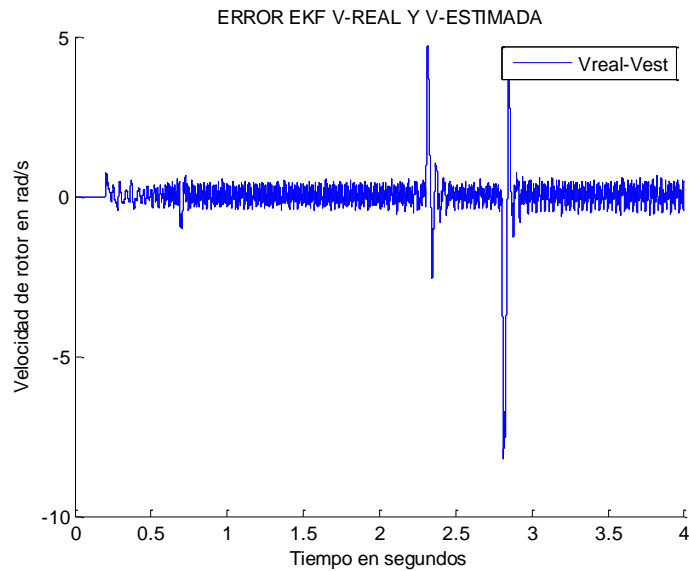


Figura 9.7.23. Error entre la velocidad estimada y la velocidad real en rad/s a velocidad nominal con estimación mediante EKF

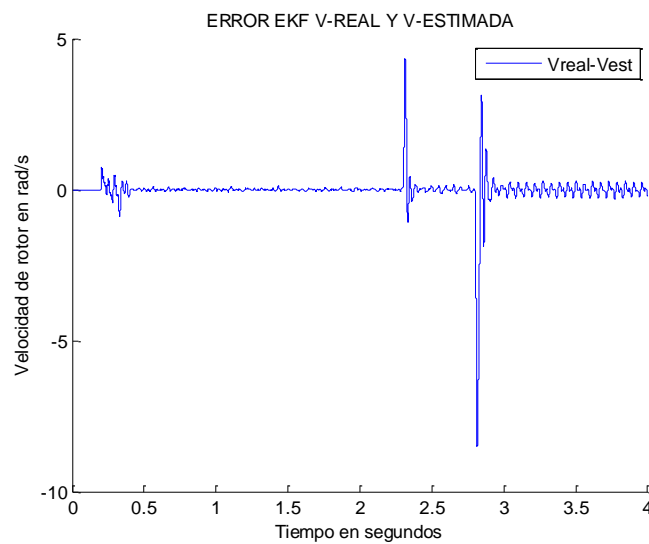


Figura 9.7.24. Error entre la velocidad real y la estimada con velocidad nominal y con velocidad 25% de la nominal usando el filtro de Kalman Extendido.

Las Figura 9.7.23 y Figura 9.7.24 muestran los errores entre la velocidad de estimación y la velocidad real con un estimador mediante EKF a velocidad nominal y a un 25% de la velocidad nominal respectivamente. Como se observa en la figuras el error en la estimación es más bajo que con los estimadores por la velocidad de deslizamiento y MRAS analizados anteriormente.

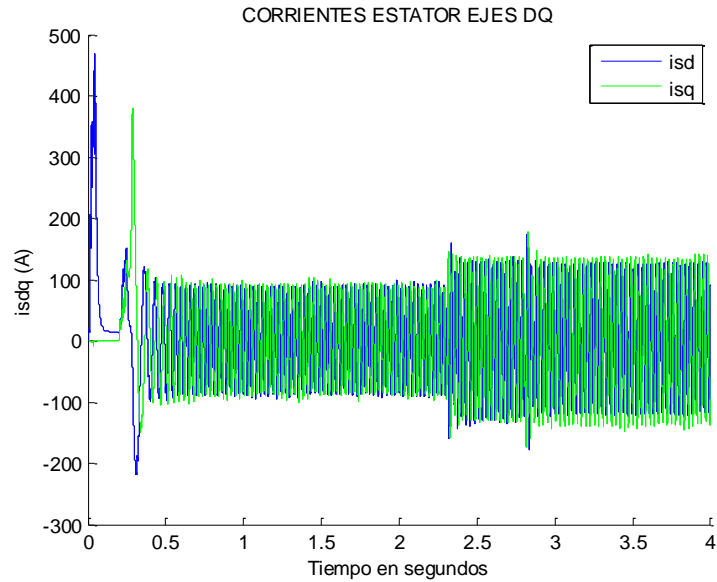


Figura 9.7.25. Corrientes de estator en ejes dq estimador con EKF.

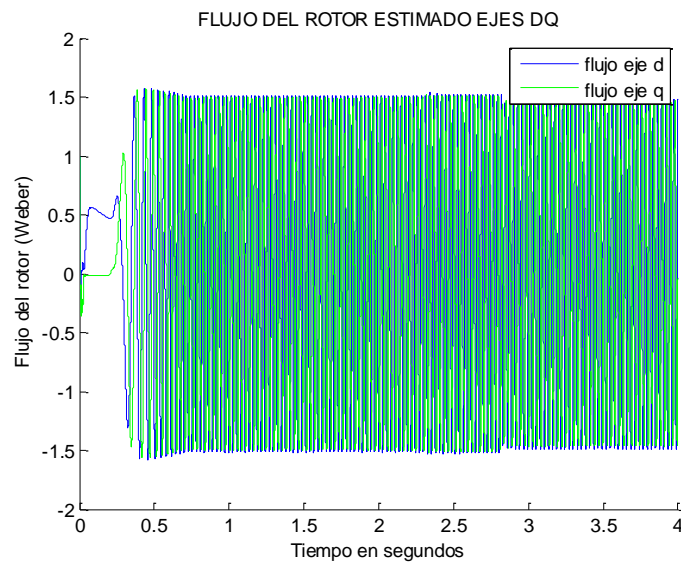


Figura 9.7.26. Flujo del rotor en ejes dq estimador con EKF.

Las Figura 9.7.25 y Figura 9.7.26 muestran el flujo del rotor y las corrientes estimadas mediante el filtro de Kalman respectivamente.



# ***10. Variación de parámetros en la estimación de velocidad***

---

En este capítulo se describen y se analizan los efectos en la estimación de velocidad sobre variación de parámetros de la máquina de inducción. Parámetros tales como la constante de tiempo del rotor, la resistencia del estátor o la inductancia transitoria. Por otro lado también se analizará la influencia de los parámetros relacionados con la simulación como el tiempo de muestreo, etc.

## ***10.1 Introducción***

Los algoritmos de la estimación de la velocidad de un motor de inducción en general dependen de tres parámetros:  $r_s$ ,  $\tau_r$  y  $L_\sigma$ . En este apartado se evaluará la influencia de los mismos en la estimación de velocidad.

## ***10.2 Influencia de la resistencia del estátor***

La resistencia del estátor  $r_s$  está presente en las expresiones que determinan los estimadores por velocidad de deslizamiento, MRAS y EKF. La influencia de este parámetro se da cuando la máquina funciona a velocidades bajas y con pares elevados. A continuación se muestran los resultados obtenidos.



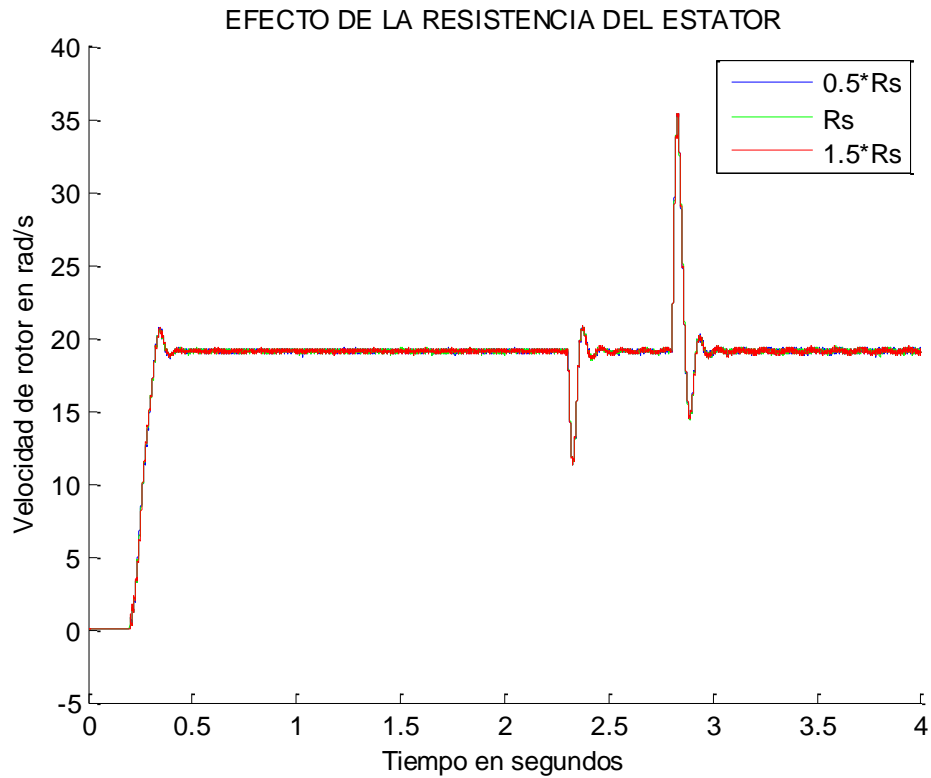


Figura 10.2.1. Efecto del parámetro  $r_s$  en la estimación de velocidad mediante el estimador en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento con DTC.

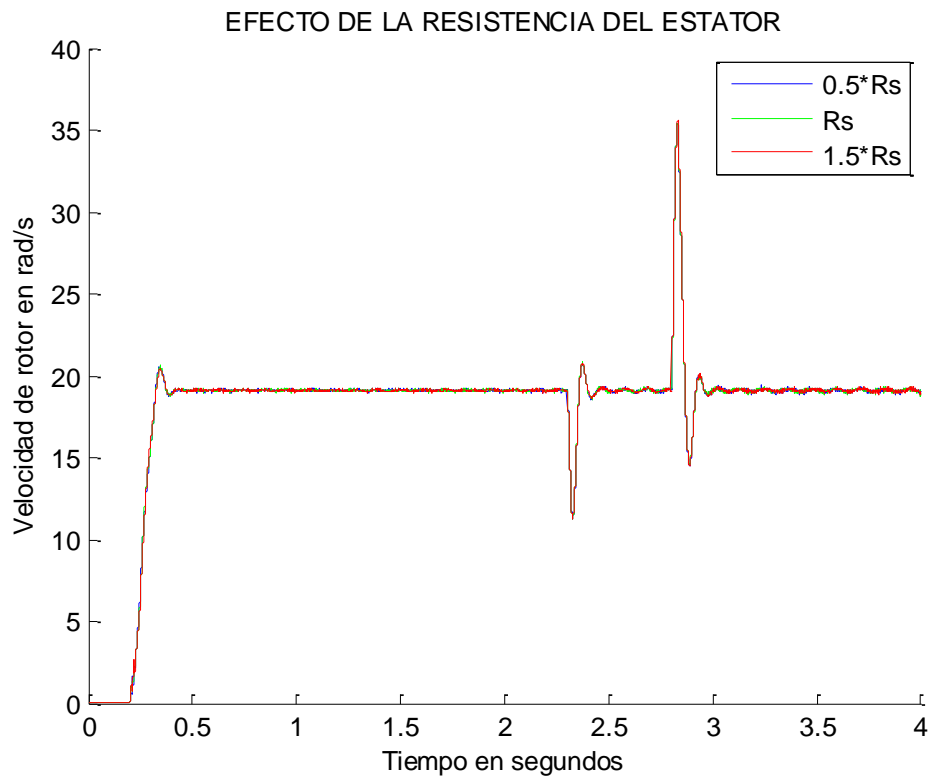


Figura 10.2.2. Efecto del parámetro  $r_s$  en la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en el flujo del rotor con DTC.

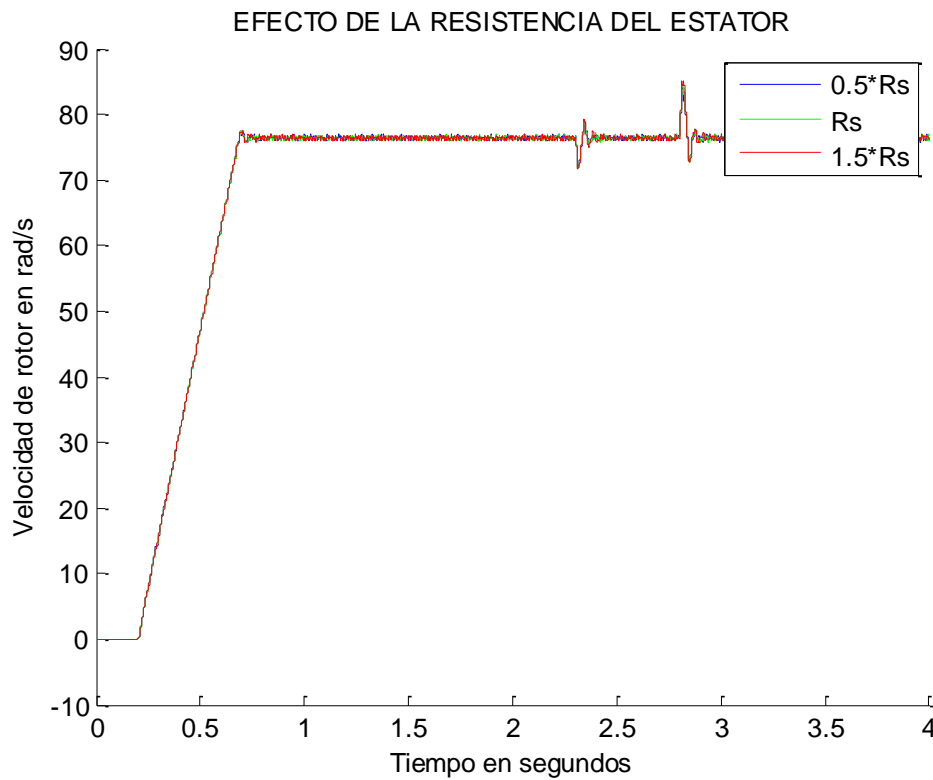


Figura 10.2.3. Efecto del parámetro  $r_s$  en la estimación de velocidad mediante el filtro de Kalman Extendido con DTC.

En las Figura 10.2.1, Figura 10.2.2 y Figura 10.2.3 se representa velocidad estimada mediante la velocidad de deslizamiento, MRAS y el filtro de Kalman para tres valores de  $r_s$  [ $0.5 \cdot r_s$ ,  $r_s$ ,  $1.5 \cdot r_s$ ] para DTC. Este parámetro no tiene prácticamente ninguna influencia en la estabilidad del control de velocidad por velocidad de deslizamiento, estimador de MRAS y con estimación con el filtro de Kalman.

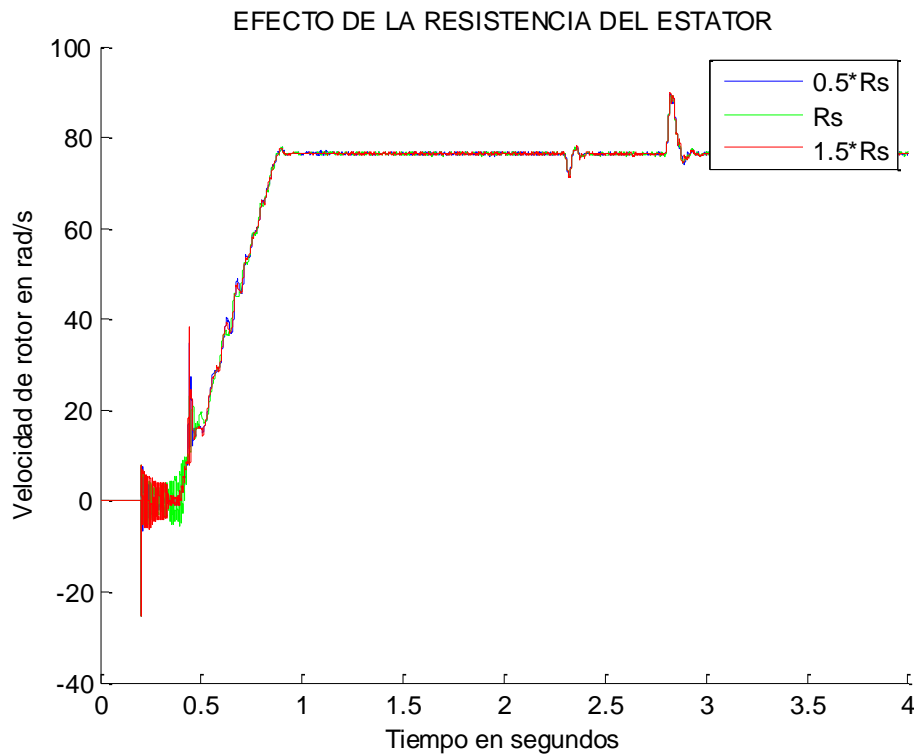


Figura 10.2.4. Efecto del parámetro  $r_s$  en la estimación de velocidad mediante el estimador en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento con control vectorial indirecto.

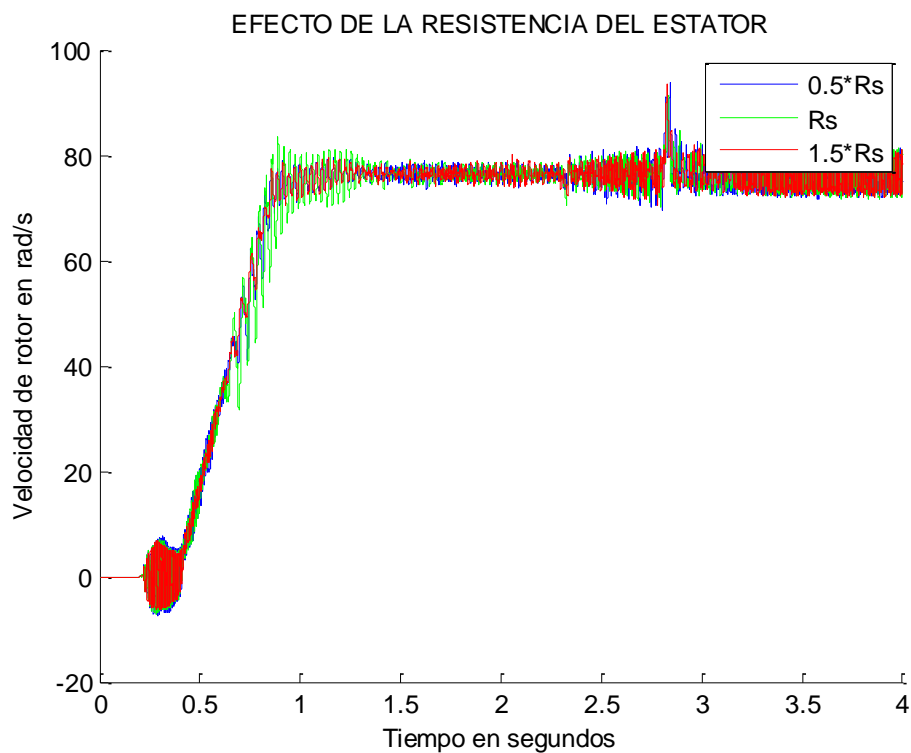


Figura 10.2.5. Efecto del parámetro  $r_s$  en la estimación de velocidad mediante el método MRAS basado en el flujo del rotor con control vectorial indirecto.

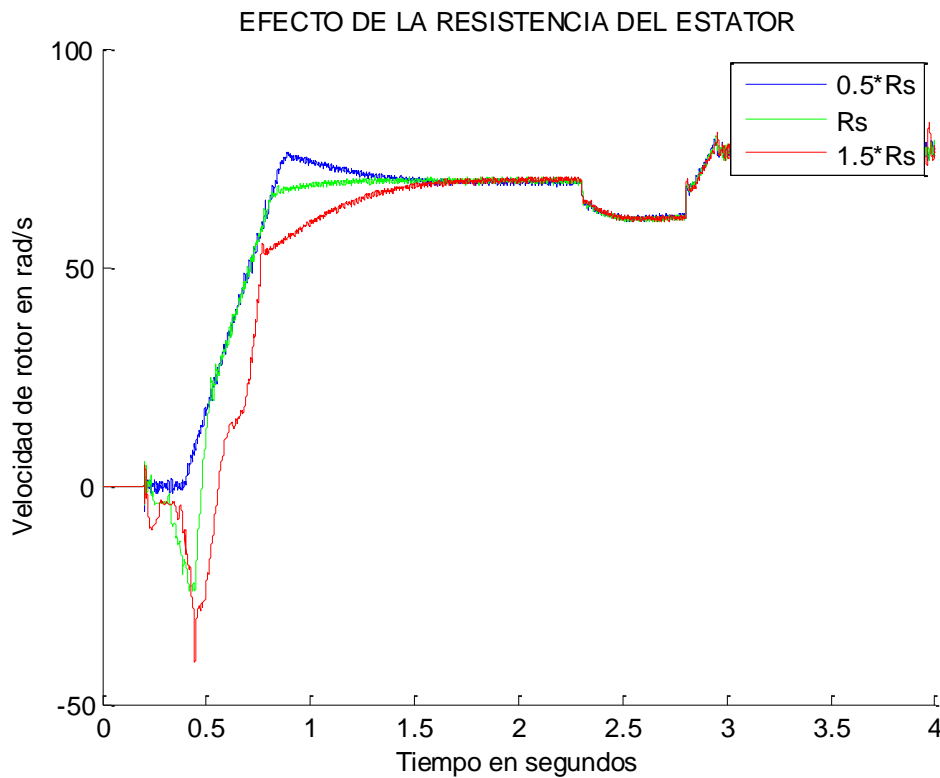


Figura 10.2.6. Efecto del parámetro  $r_s$  en la estimación de velocidad mediante el filtro de Kalman Extendido con control vectorial indirecto.

En las Figura 10.2.4, Figura 10.2.5 y Figura 10.2.6 se representa velocidad estimada mediante la velocidad de deslizamiento, MRAS y el filtro de Kalman para tres valores de  $r_s$  [ $0,5 \cdot r_s$ ,  $r_s$ ,  $1,5 \cdot r_s$ ] con control vectorial indirecto como estrategia de control. Este parámetro no tiene prácticamente ninguna influencia en la estabilidad del control de velocidad por velocidad de deslizamiento, estimador de MRAS aunque para la estimación con el filtro de Kalman se observa un transitorio que desestabiliza el control hasta el régimen permanente para valores  $1,5 \cdot r_s$  o superiores.

### 10.3 Influencia de la constante de tiempo del rotor

La constante de tiempo del rotor  $\tau_r$  está presente en las expresiones que determinan los estimadores por velocidad de deslizamiento, MRAS y EKF. A continuación se muestran los resultados obtenidos.

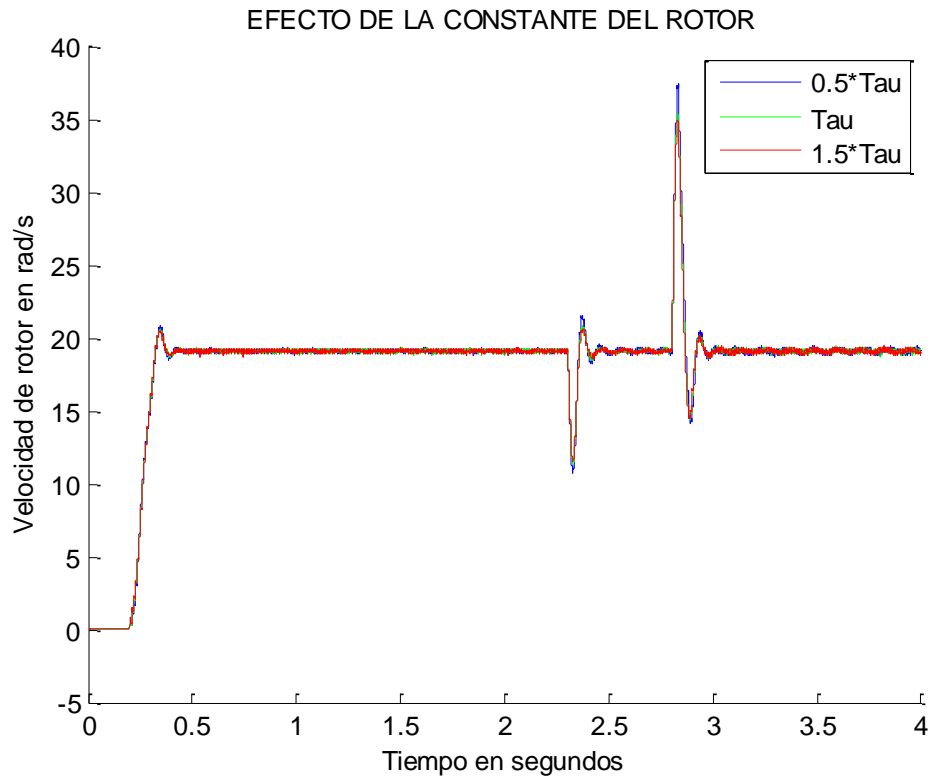


Figura 10.3.7. Efecto del parámetro  $\tau_r$  en la estimación de velocidad mediante el estimador en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento con DTC.

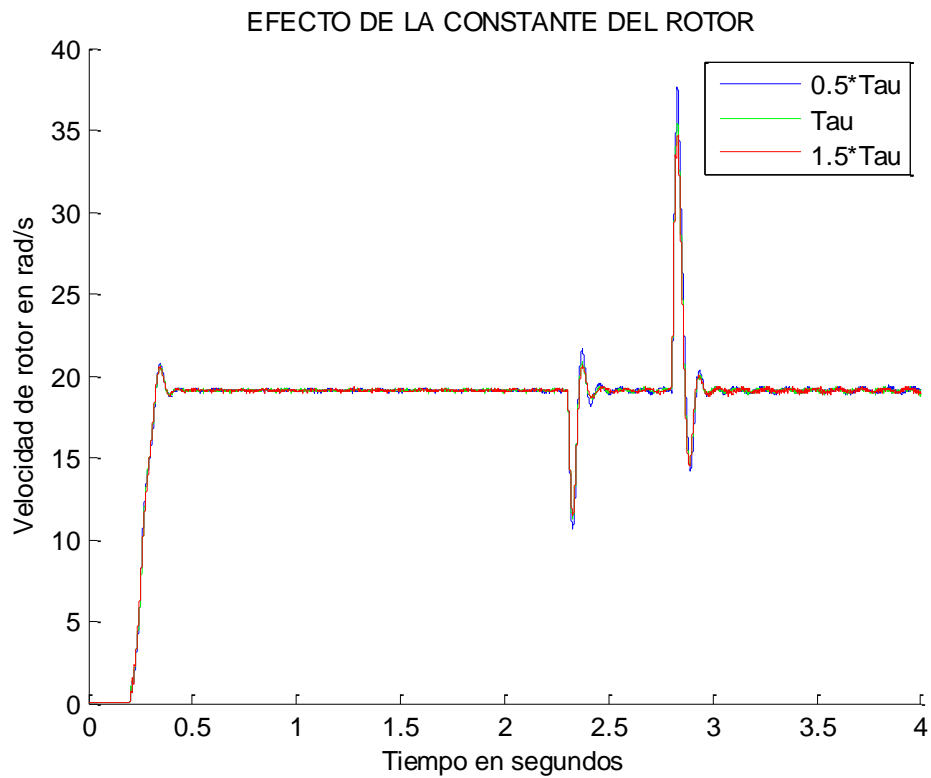


Figura 10.3.8. Efecto del parámetro  $\tau_r$  en la estimación de velocidad mediante el estimador MRAS basado en el flujo del rotor con DTC.

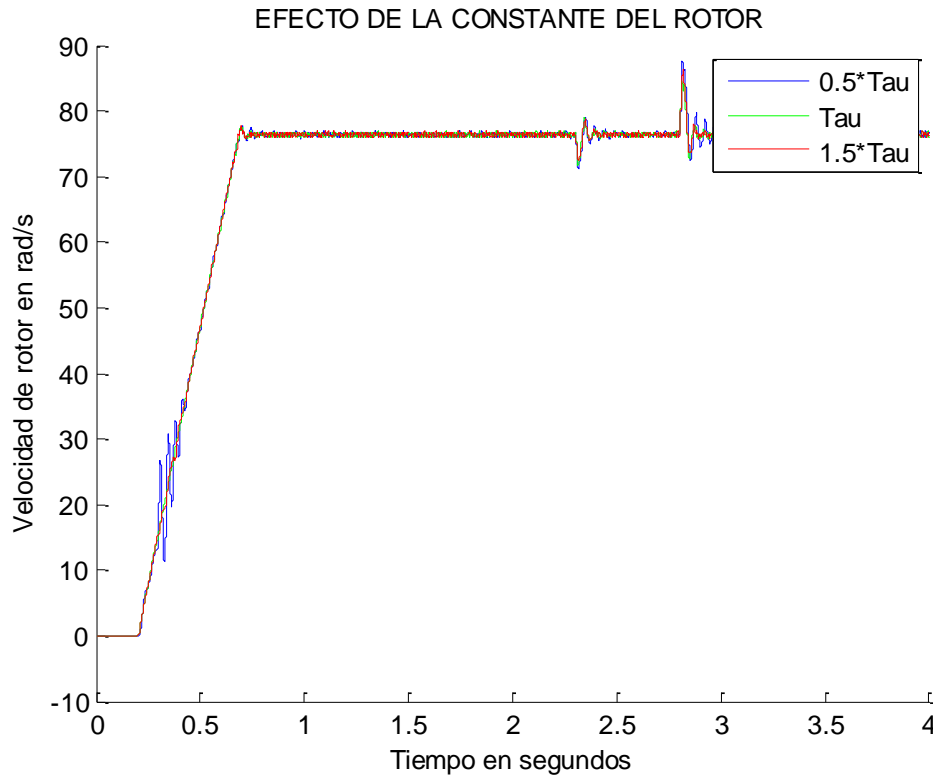


Figura 10.3.9. Efecto del parámetro  $\tau_r$  en la estimación de velocidad mediante el estimador del filtro de Kalman Extendido con DTC.

En las Figura 10.3.7, Figura 10.3.8 y Figura 10.3.9 se representa velocidad estimada mediante la velocidad de deslizamiento, MRAS y el filtro de Kalman para tres  $\tau_r$  [ $0,5*\tau_r$ ,  $\tau_r$ ,  $1,5*\tau_r$ ] con DTC. Este parámetro provoca algunas oscilaciones en la estabilidad del control de velocidad con estimación con el filtro de Kalman. Igual que con la estimación en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento y con el estimador MRAS el estimador de velocidad no consigue un resultado adecuado cuando el valor de la constante de tiempo es de  $0,5*\tau_r$  y menor. Por otro lado con valores superiores a su valor nominal tampoco consigue estimar con alta precisión pero el error es menor que con valores menores que el nominal de la constante de tiempo.

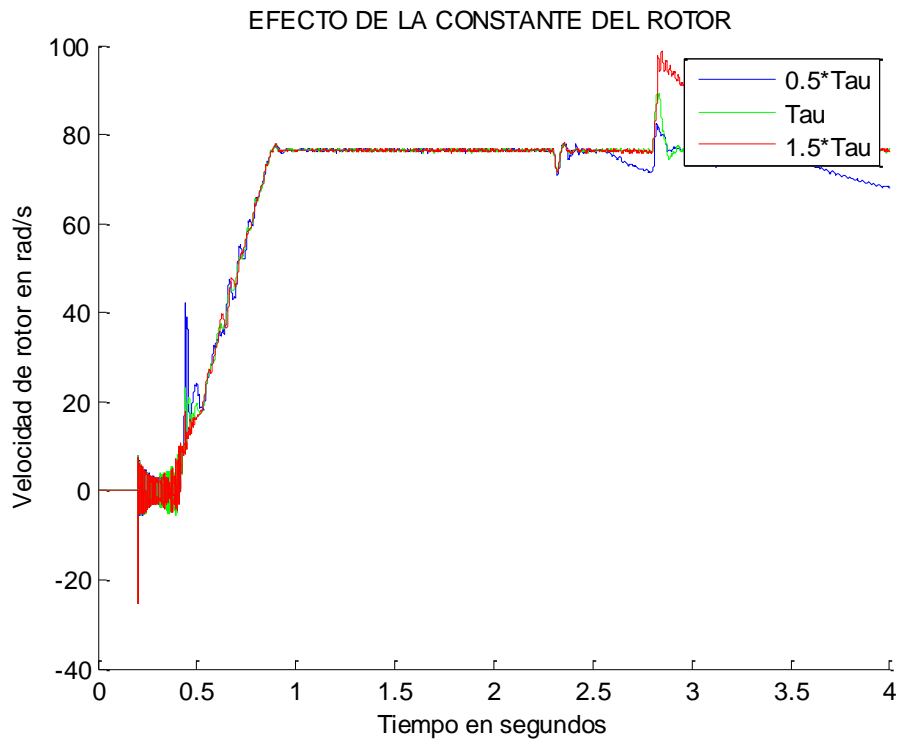


Figura 10.3.10. Efecto del parámetro  $\tau_r$  en la estimación de velocidad mediante el estimador en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento con control vectorial indirecto.

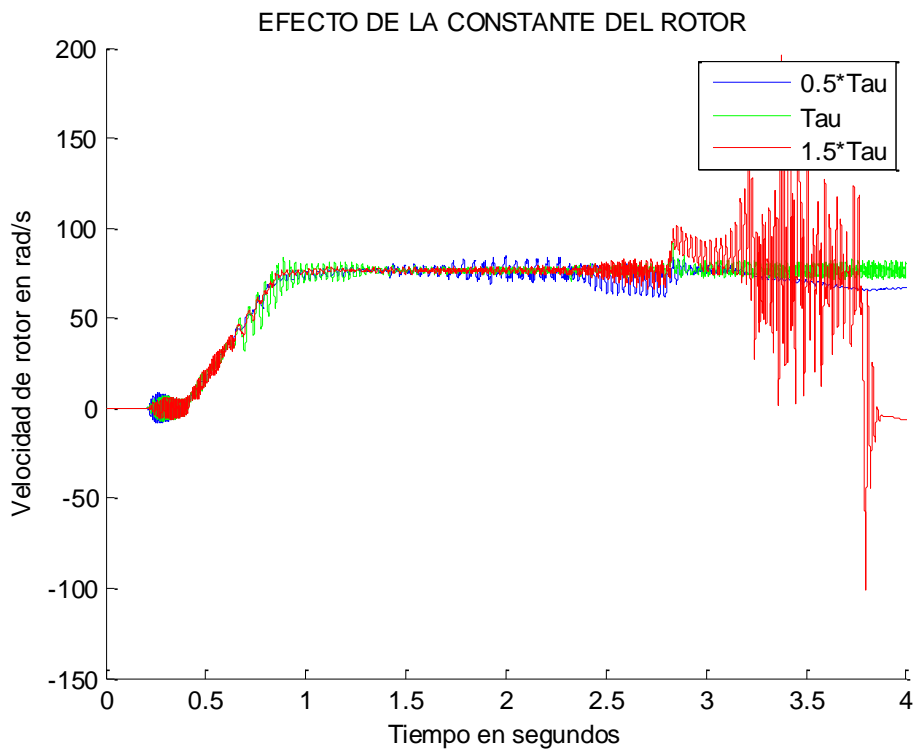


Figura 10.3.11. Efecto del parámetro  $\tau_r$  en la estimación de velocidad mediante el estimador MRAS basado en el flujo del rotor con control vectorial indirecto.

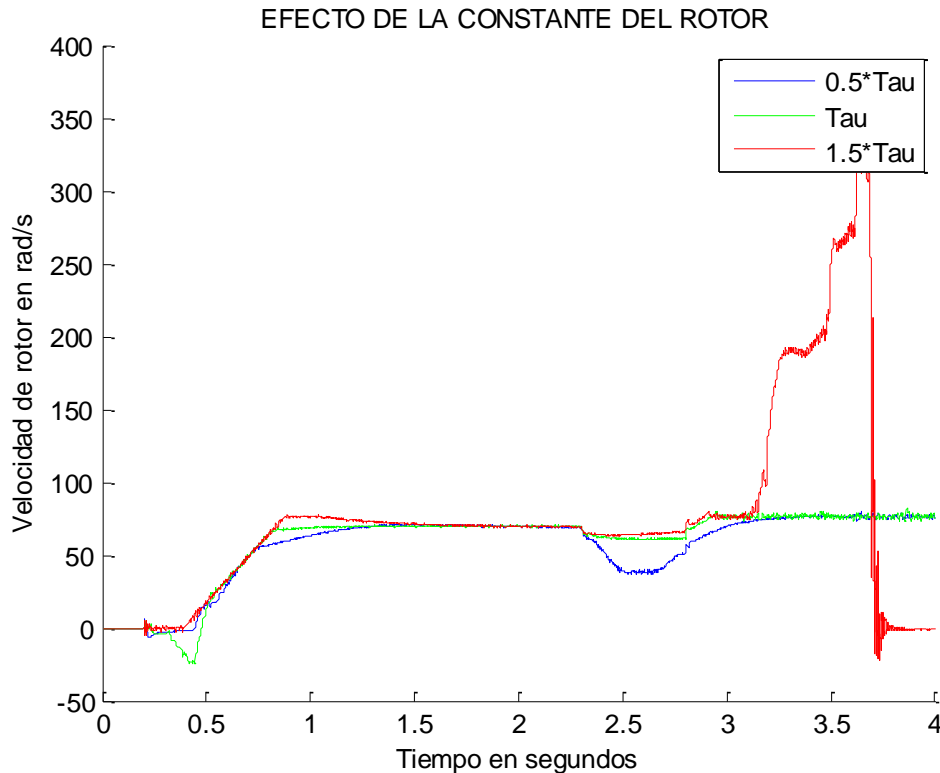


Figura 10.3.12. Efecto del parámetro  $\tau_r$  en la estimación de velocidad mediante el estimador del filtro de Kalman Extendido con control vectorial indirecto.

En las Figura 10.3.10, Figura 10.3.11 y Figura 10.3.12 se representa velocidad estimada mediante la velocidad de deslizamiento, MRAS y el filtro de Kalman para tres  $\tau_r$  [ $0,5 \cdot \tau_r$ ,  $\tau_r$ ,  $1,5 \cdot \tau_r$ ] para un control vectorial indirecto. Este parámetro provoca algunas oscilaciones en la estabilidad del control de velocidad con estimación con el filtro de Kalman sobre todo para valores  $1,5 \cdot \tau_r$ . Igual que con la estimación en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento y con el estimador MRAS el estimador de velocidad el sistema se vuelve inestable para valores  $1,5 \cdot$ . Para valores  $0,5 \cdot \tau_r$  estima bastante bien el control.

#### 10.4 Influencia de la inductancia transitoria del estátor

El parámetro  $L_\sigma$  aparece en las ecuaciones que determinan el flujo del rotor en el estimador en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento, en la ecuación del modelo de referencia del estimador mediante MRAS y en la matriz gradiente del estimador de filtro de Kalman Extendido. Este parámetro puede tener efectos sobre los transitorios y la operación de la máquina a velocidades altas.



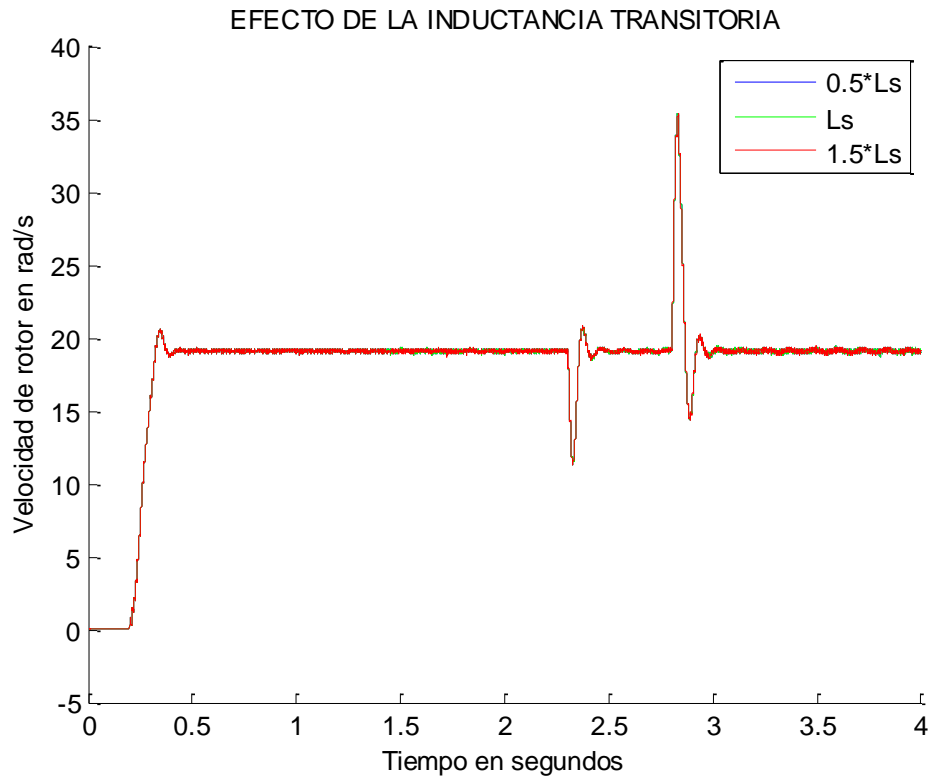


Figura 10.4.13. Efecto del parámetro  $L_{\sigma}$  en la estimación de velocidad mediante el estimador en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento con DTC.

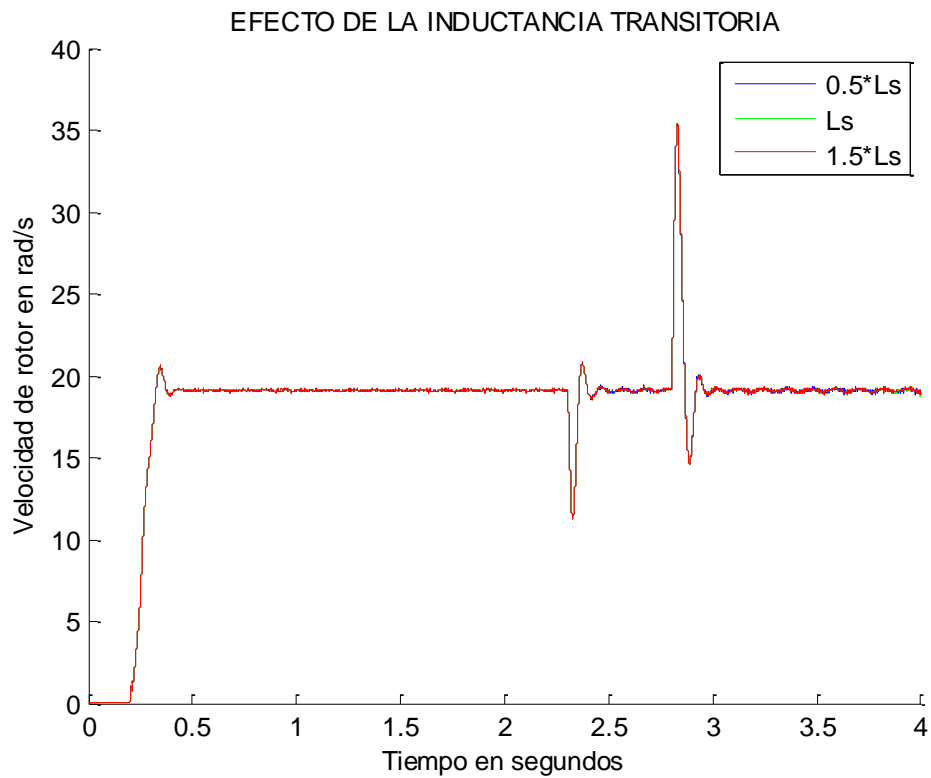


Figura 10.4.14. Efecto del parámetro  $L_{\sigma}$  en la estimación de velocidad mediante el estimador MRAS basado en el flujo del rotor con DTC.

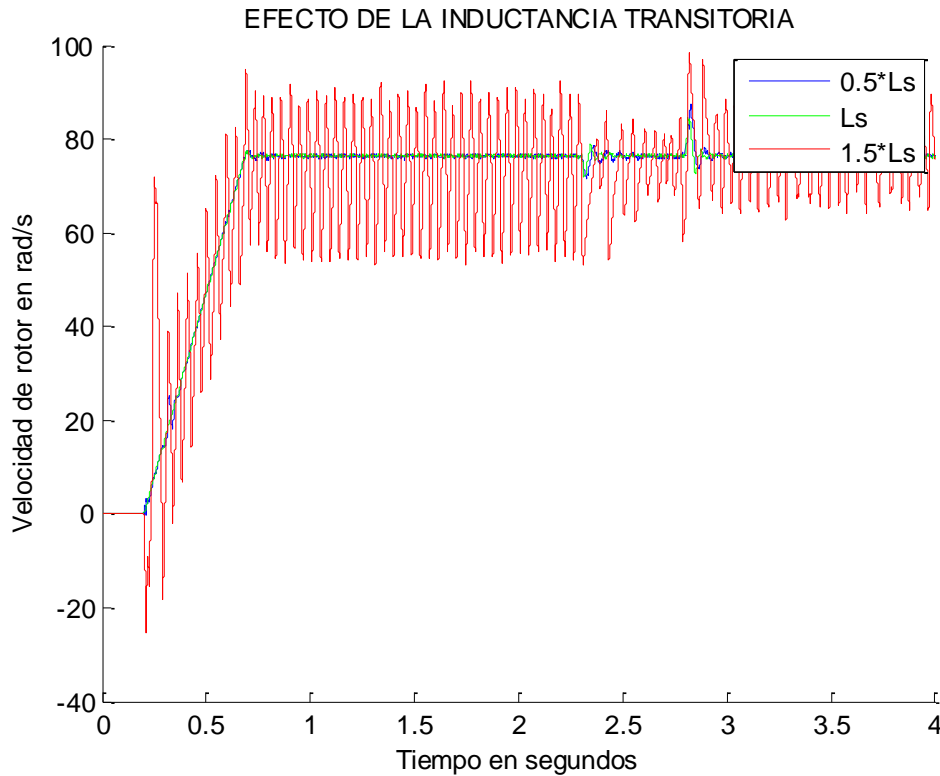


Figura 10.4.15. Efecto del parámetro  $L_\sigma$  en la estimación de velocidad mediante el estimador del filtro de Kalman Extendido con DTC.

En las Figura 10.4.13, Figura 10.4.14, Figura 10.4.15 se representa velocidad estimada mediante la velocidad de deslizamiento, MRAS y el filtro de Kalman para tres  $L_\sigma$  [ $0,5 \cdot L_\sigma$ ,  $L_\sigma$ ,  $1,5 \cdot L_\sigma$ ] con DTC. Este parámetro no tiene ninguna influencia en la estabilidad del control de velocidad con estimación en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento y en el estimador MRAS basado en el flujo del rotor, sin embargo con el estimador basado en el filtro de Kalman extendido tiene influencia en la estabilidad del control de la velocidad porque tiene un error de estimación muy grande con valor de  $1,5 \cdot L_\sigma$  y superiores haciendo el sistema inestable.

En las Figura 10.4.16, Figura 10.4.17 y Figura 10.4.18 se representa velocidad estimada mediante la velocidad de deslizamiento, MRAS y el filtro de Kalman para tres  $L_\sigma$  [ $0,5 \cdot L_\sigma$ ,  $L_\sigma$ ,  $1,5 \cdot L_\sigma$ ] para el control vectorial indirecto. Este parámetro no tiene prácticamente ninguna influencia en la estabilidad del control de velocidad con estimación en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento y en el estimador MRAS basado en el flujo del rotor, sin embargo con el estimador basado en el filtro de Kalman extendido tiene influencia en la estabilidad del control de la velocidad porque el sistema inestable con valores de  $1,5 \cdot L_\sigma$  y superiores.

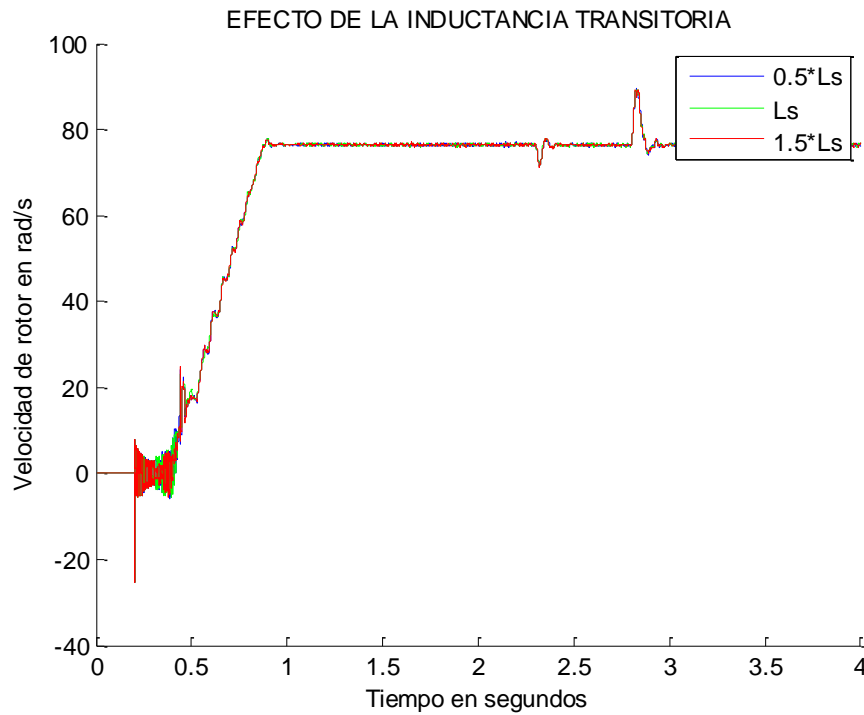


Figura 10.4.16. Efecto del parámetro  $L_\sigma$  en la estimación de velocidad mediante el estimador en lazo abierto basado en la velocidad de deslizamiento con control vectorial indirecto.

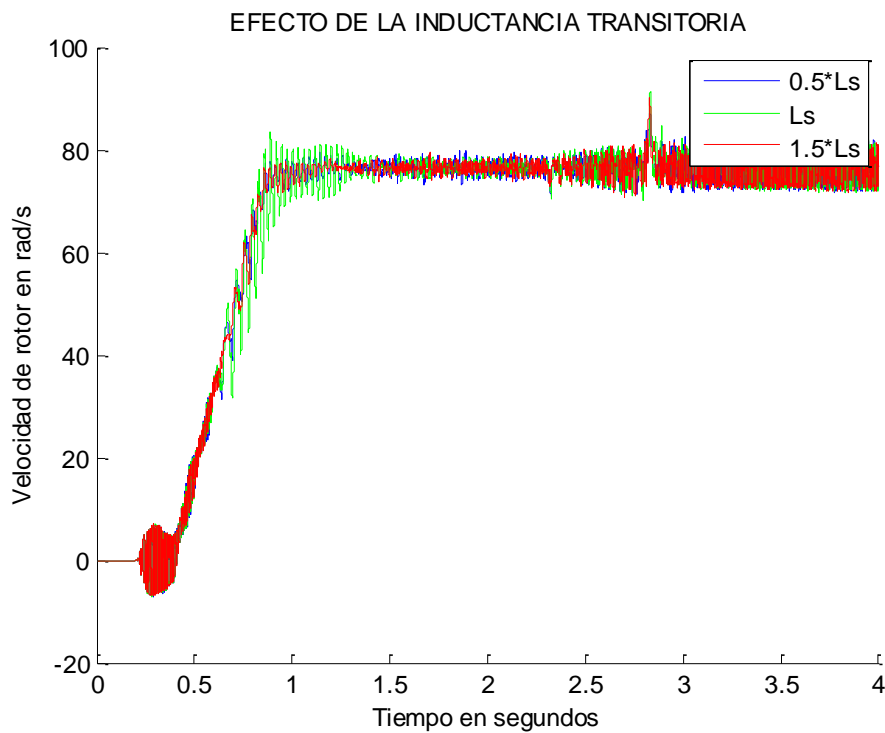


Figura 10.4.17. Efecto del parámetro  $L_\sigma$  en la estimación de velocidad mediante el estimador MRAS basado en el flujo del rotor con control vectorial indirecto.

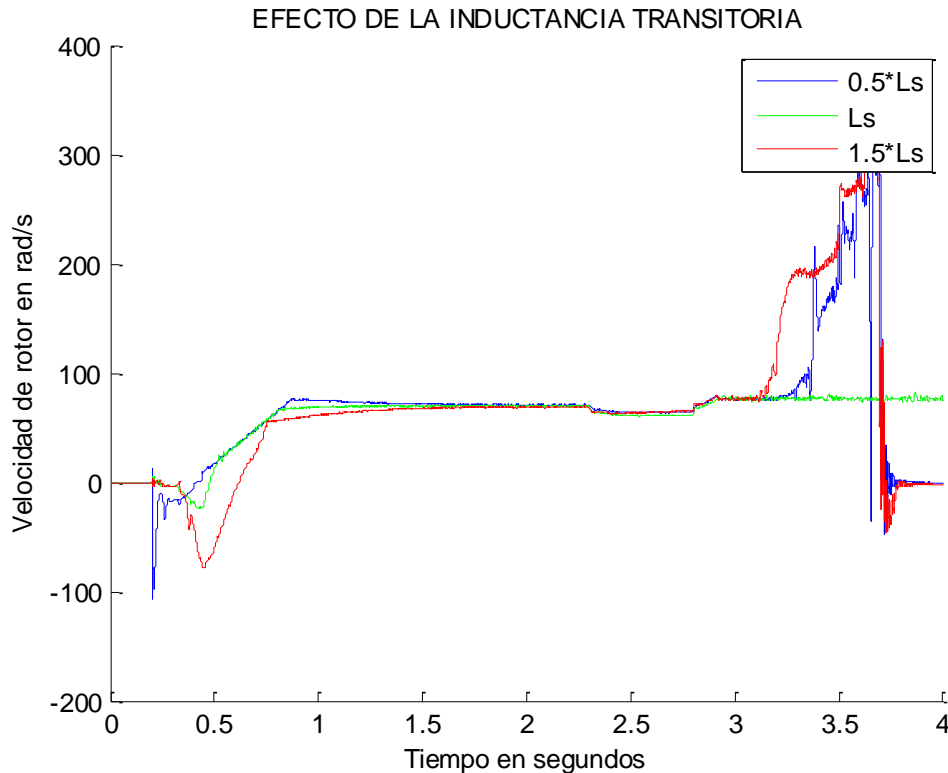


Figura 10.4.18. Efecto del parámetro  $L_\sigma$  en la estimación de velocidad mediante el estimador del filtro de Kalman Extendido con control vectorial indirecto.

### 10.5 Influencia de otros parámetros

Un parámetro importante cuando se lleva a cabo la implementación de un algoritmo de estimación y su posterior simulación es el tiempo de muestreo  $T_s$ . Se debe prestar atención al tiempo de muestreo porque la elección no adecuada del mismo puede presentar simulaciones irreales. Otro parámetro importante es el método de integración discreta a elegir para simulaciones de sistemas reales.

### 10.6 Conclusiones

El objetivo de este apartado es aplicar la técnica del DTC con las técnicas de estimación de la velocidad del rotor para poder hacer una comparación equitativa con la técnica FOC con las mismas técnicas de estimación, para permitir a los usuarios identificar la solución más adecuada para cualquier aplicación que requiere controlar el par y controlar la velocidad estimando. Varias simulaciones numéricas se han llevado a cabo en las condiciones de funcionamiento de estado estacionario y transitorio. La conclusión es que el DTC mejora mucho la estimación ofreciendo las siguientes ventajas:

- Evita el mal transitorio en el arranque.
- Estima velocidades muy bajas sin presentar ningún ruido.
- Una respuesta mejor a los cambios bruscos en la carga.
- Evita el transitorio indeseado durante el paso por cero.
- Es más sencillo de implementar y requiere un tiempo pequeño de cálculo.
- Es menos sensible a los cambios en los parámetros de la máquina.



# ***11. Conclusiones y trabajos futuros***

---

## ***11.1 Introducción***

Se han descrito tres tipos de control de máquinas de inducción: el escalar, el vectorial y el control directo de par. Los dos últimos se han implementado en simulación. El control escalar se basa en el control de las variables tensión y frecuencia de sincronismo del motor. Este tipo de control presenta el inconveniente de que el par electromagnético no se controla con precisión y por tanto su respuesta dinámica es limitada. El control vectorial supera en prestaciones al control escalar en que tiene mejor respuesta de par y un control de velocidad con más exactitud de forma similar al comportamiento de las máquinas de continua. Sin embargo, esta estrategia no controla el par del motor de forma directa, ya que hace uso de un modulador que controla la tensión y la frecuencia de las señales aplicadas al motor. Por último, el control directo de par presenta las mejores prestaciones sobre el control del par y de la velocidad, con una mejor respuesta dinámica que el control vectorial. Por otro lado, el control vectorial tiene un diseño matemático más complicado que el control directo del par y requiere más esfuerzo computacional.

Se han descrito técnicas de estimación de velocidad basadas en los parámetros del modelo de matemático de máquina de inducción, basadas en propiedades no lineales y en técnicas de inteligencia artificial. Finalmente se han implementado en simulación las técnicas de estimación basadas en la velocidad de deslizamiento en lazo abierto, en sistema de modelo de referencia adaptativo y la estimación mediante el filtro de Kalman extendido.

También se ha descrito el modelo de la máquina asíncrona a partir de la transformación a ejes de referencia síncronos (ejes dq). Las expresiones del flujo magnético, para electromagnético y tensiones del motor se han descrito a partir del modelo matemático de la máquina en ejes de referencias dq.

## ***11.2 Estimación de velocidad y control vectorial indirecto***

Se ha llevado a cabo la simulación del control vectorial indirecto y con los resultados obtenidos se demuestra un buen desempeño del sistema de control aunque de manera más compleja que el control directo del par. Se demuestra el desacoplo independientemente del flujo y del par sin que la variación en el par incurra en una variación en el flujo. También la exactitud del cálculo del flujo depende del valor de la constante de tiempo del rotor  $\tau_r$ .

Las conclusiones extraídas de las simulaciones al aplicar un control vectorial indirecto con los distintos métodos de estimación:

- El estimador más sencillo en cuanto a la complejidad es el estimador MRAS.
- Los estimadores en lazo abierto son sensibles a los parámetros del motor y presentan una estimación ruidosa y oscilatoria.

- El estimador MRAS basado en el flujo del rotor es más robusto en cuanto a las variaciones de los parámetros que los otros estimadores.
- Los estimadores no presentan una buena estimación de velocidades bajas.

### 11.3 Estimación de velocidad y control directo del par

La técnica de control directo de par permite controlar el par del motor y por lo tanto la velocidad mediante la estimación del flujo magnético y el par a partir de la medida de las tensiones y corrientes del motor. Se han llevado a cabo simulaciones con controles de DTC clásico, DTC con modulación SVM y el DTC con modulación PWM. El mejor comportamiento se obtuvo con DTC con modulación PWM senoidal. También se minimizó el rizo de las corrientes del estator. Si se hace uso del DTC con PWM senoidal se elimina la necesidad de tener controladores de histéresis lo que hace que se minimice el rizo del par y el flujo estimado.

Las conclusiones extraídas de las simulaciones al aplicar un control directo del par con los distintos métodos de estimación:

- Los estimadores de la velocidad presentan poco ruido.
- Los estimadores con el control directo del par son robustos frente a la variación de los parámetros y las variaciones de la carga.
- Los estimadores presentan una buena estimación hasta velocidades aproximadamente 15% de la velocidad nominal.
- La estrategia del estimador MRAS basado en el flujo del rotor es mucho más simple y fácil de implementar.

### 11.4 Error cuadrático medio entre estimadores de velocidad

Para realizar una comparación numérica de robustez entre los diferentes estimadores implementados para simulación se hace uso de error cuadrático medio entre la velocidad estimada y la velocidad real de la máquina de inducción. En la Tabla 4 se muestran los siguientes resultados:

ERROR CUADRÁTICO MEDIO		
<i>Técnica de estimación</i>	Control Vectorial	DTC
<i>Velocidad de deslizamiento</i>	2.697	0.728
<i>MRAS</i>	2.972	0.818
<i>EKF</i>	1.367	0.646

Tabla 4. Comparación de los estimadores a velocidad nominal mediante el error cuadrático medio.

Como se muestra en la Tabla 4 el error de estimación de velocidad entre los diferentes métodos analizados es mayor aplicando la estrategia de control vectorial con las tres técnicas que con el control directo por par. Por otro lado se observa que la estimación de velocidad con el filtro de Kalman es la que menor error introduce en ambas estrategias de control.

Por lo tanto, con el control directo de par presenta un mejor desempeño como ha quedado demostrado con las figuras mostradas en capítulos anteriores y los resultados presentados en la Tabla 4. El estimador mediante el filtro de Kalman extendido ha demostrado tener más precisión en la estimación de la velocidad del rotor de la máquina asíncrona.

## 11.5 Variación de parámetros

Las conclusiones que se pueden extraer al desarrollar un estudio acerca de ciertos aspectos y parámetros que pueden influir de una manera decisiva en la estimación son:

- Un aumento o disminución de la resistencia del estátor proporciona errores pequeños entre la velocidad estimada y la real.
- Se provocan errores positivos entra la velocidad real y la estimada cuando la constante de tiempo del rotor es inferior al real y ocurre el contrario cuando es superior al real.
- Cuando la inductancia de fugas está desajustada el sistema de estimación de velocidad se vuelve inestable.

Las siguientes tablas muestran los erros de las estimaciones para los estimadores de velocidad simulados mediante el error cuadrático medio. Las Tablas 5, 6, y 7 muestran los errores estimación para el estimador por lazo abierto de velocidad de deslizamiento para diferentes valores de  $r_s$ ,  $\tau_r$  y  $L_\sigma$ . Las tablas muestran que no existe prácticamente diferencia de estimación entre los distintos valores de parámetros simulados. Sin embargo la estimación usando control directo del par comete menor error durante la estimación que usando el control vectorial indirecto como estrategia de control de la máquina de inducción.

Velocidad deslizamiento	DTC	FOC
$0,5 * r_s$	0.7273	1.85
$r_s$	0.7282	1.88
$1.5 * r_s$	0.7303	1.91

Tabla 5. Error cuadrático medio entre distintos valores de  $r_s$  para estimación de velocidad por lazo abierto con velocidad de deslizamiento.

Velocidad deslizamiento	DTC	FOC
$0,5 * \tau_r$	0.9641	2.55
$\tau_r$	0.7282	1.88
$1.5 * \tau_r$	0.7747	1.96

Tabla 6. Error cuadrático medio entre distintos valores de  $\tau_r$  para estimación de velocidad por lazo abierto con velocidad de deslizamiento.



<i>Velocidad deslizamiento</i>	<i>DTC</i>	<i>FOC</i>
$0,5*L_\sigma$	0.7282	1.85
$L_\sigma$	0.7282	1.88
$1.5*L_\sigma$	0.7292	1.81

Tabla 7. Error cuadrático medio entre distintos valores de  $L_\sigma$  para estimación de velocidad por lazo abierto con velocidad de deslizamiento.

Las Tablas 8, 9, y 10 muestran los errores de estimación para el estimador por MRAS para diferentes valores de  $r_s$ ,  $\tau_r$  y  $L_\sigma$ . Las tablas muestran que no existe prácticamente diferencia de estimación entre los distintos valores de parámetros simulados exceptuando la constante de tiempo  $1.5*\tau_r$  que dispara el error estimación usando control vectorial. La estimación usando control directo del par comete menor error durante la estimación que el control vectorial indirecto y el estimador MRAS obtiene valores de error de estimación similares a los obtenidos por el estimador por velocidad de deslizamiento.

<i>MRAS</i>	<i>DTC</i>	<i>FOC</i>
$0,5*r_s$	0.7292	2.56
$r_s$	0.7297	3.08
$1.5*r_s$	0.7326	2.16

Tabla 8. Error cuadrático medio entre distintos valores de  $r_s$  para estimación de velocidad por MRAS.

<i>MRAS</i>	<i>DTC</i>	<i>FOC</i>
$0,5*\tau_r$	0.968	3.55
$\tau_r$	0.7297	3.08
$1.5*\tau_r$	0.7711	179.56

Tabla 9. Error cuadrático medio entre distintos valores de  $\tau_r$  para estimación de velocidad por MRAS.

<i>MRAS</i>	<i>DTC</i>	<i>FOC</i>
$0,5 * L_{\sigma}$	0.7292	2.43
$L_{\sigma}$	0.7297	3.08
$1.5 * L_{\sigma}$	0.7297	2.20

Tabla 10. Error cuadrático medio entre distintos valores de  $L_{\sigma}$  para estimación de velocidad por MRAS.

Las Tablas 11, 12, y 13 muestran los errores de estimación para el estimador por EKF para diferentes valores de  $r_s$ ,  $\tau_r$  y  $L_{\sigma}$ . Se observa en las tablas que el usando el control directo por par se consiguen mejores resultados estimando con EKF. Para valores de la resistencia del estator no hay prácticamente diferencias entre los errores de estimación, aunque para valores elevados con control vectorial indirecto el error de estimación aumenta. Para valores de constante tiempo elevados el error se dispara haciendo el sistema inestable con control vectorial. Por último, para valores de inductancia de fugas el sistema se hace inestable cuando el valor de esta no es adecuado con control vectorial.

<i>EKF</i>	<i>DTC</i>	<i>FOC</i>
$0,5 * r_s$	1.025	0.964
$r_s$	1.002	1.367
$1.5 * r_s$	1	1.77

Tabla 11. Error cuadrático medio entre distintos valores de  $r_s$  para estimación de velocidad por EKF.

<i>EKF</i>	<i>DTC</i>	<i>FOC</i>
$0,5 * \tau_r$	2.14	2.07
$\tau_r$	1.002	1.367
$1.5 * \tau_r$	1.78	139

Tabla 12. Error cuadrático medio entre distintos valores de  $\tau_r$  para estimación de velocidad por EKF.

<i>EKF</i>	<i>DTC</i>	<i>FOC</i>
$0,5 * L_{\sigma}$	1.98	134.2
$L_{\sigma}$	1.002	1.367
$1.5 * L_{\sigma}$	9.96	140.87

Tabla 13. Error cuadrático medio entre distintos valores de  $L_{\sigma}$  para estimación de velocidad por EKF.

## 11.6 Trabajos futuros

Como trabajos futuros de este trabajo se proponen los siguientes:

- Estudiar y analizar un modelado matemático general de la máquina de inducción que sea capaz de presentar un comportamiento aproximadamente real para sistemas trifásicos balanceados y no balanceado.
- Analizar y simular una estrategia de autoajuste o auto-tuning sobre los parámetros de la máquina de inducción para poder ajustarlos online durante la operación de la misma e ir adaptando los controladores de las estrategias de control y estimación de forma automática en base a la variación de los parámetros y obtener un sistema de control preciso.
- Analizar e implementar un sistema de control para máquinas asíncronas con un estimador general que sea capaz de funcionar de forma adecuada en todo el rango de operación y a cualquier velocidad conmutando entre diferentes técnicas de estimación según sean las necesidades del control.
- Analizar y simular métodos de inteligencia artificial haciendo identificación de la máquina de inducción por zonas de operación y a distintas velocidades para emular su comportamiento y obtener un modelo matemático independiente de los parámetros del propio modelo de la máquina de inducción.
- Estudiar, analizar e implementar un estimador basado en la variación de la inductancia de fugas que control a baja velocidad y como adaptar ese estimador para velocidades altas.

# Anexo A

## A.1 Transformación del sistema de referencia

Cualquier magnitud trifásica equilibrada (tensión, corriente, etc) está definida si se conoce la amplitud y su frecuencia angular. Entonces se forma un vector que gira a su frecuencia fundamental y que se puede descomponer en distintos sistemas de referencia. A continuación se describen dos formas de transformación que permiten expresar magnitudes eléctricas de un sistema trifásico en un sistema bifásico.

### A.1.1 Transformación de los ejes de referencia estacionarios abc a los ejes de referencia estacionarios $\alpha\beta$ . Transformación de Clarke.

El vector se descompone en un sistema de referencia ortogonal y estacionario llamado  $\alpha\beta$  o estacionario. Este vector realiza una trayectoria circular respecto al origen de coordenadas del sistema de referencia  $\alpha\beta$ . Esta transformación reduce el número de variables del sistema trifásico.

Se parte de medidas instantáneas de magnitudes trifásicas de tensión e intensidad para realizar la transformación de Clarke. Se efectúa un cambio de base que permite cambiar de un sistema de referencia trifásico a un sistema de referencia bifásico  $\alpha\beta$ .

La Tabla 14 muestra las siguientes expresiones para sistemas trifásicos equilibrados:

$x_{\alpha\beta} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = T_{abc \rightarrow \alpha\beta} \cdot x_{abc}$	$T_{abc \rightarrow \alpha\beta}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{pmatrix}$
---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

Tabla 14. Transformación abc a  $\alpha\beta$ .

### A.1.2 Transformación de los ejes de referencia fijos a ejes de referencia síncronos dq0. Transformación de Park.

La Transformación de Park transforma magnitudes trifásicas en un sistema de referencia ortogonal y giratorio. Se conoce como transformación dq0 síncrona. Esta transformación reduce el número de variables y además permite observar magnitudes trifásicas que varían sinusoidalmente en el tiempo como constantes siempre que la frecuencia de la señal coincida con la frecuencia de giro de los ejes de referencia dq.

La expresión que se muestra en la Tabla 15 permite transformar un sistema de referencia trifásico a otro sistema de referencia en coordenadas dq es:

$x_{dq0} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\gamma \\ x_0 \end{pmatrix} = T_{abc \rightarrow dq0} \bullet x_{abc}$	$T_{abc \rightarrow dq0}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$
---------------------------------------------------------------------------------------------------------------	-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

Tabla 15. Transformación abc a dq0.

Si se particulariza para un sistema equilibrado se produce una simplificación debido a que la componente 0 corresponde con la componente de homopolar (neutro). El sistema de referencia se transformaría con la siguiente expresión de Tabla 16:

$x_{dq} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\gamma \end{pmatrix} = T_{abc \rightarrow dq} \bullet x_{abc}$	$T_{abc \rightarrow dq}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix}$
------------------------------------------------------------------------------------------------------	------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

Tabla 16. Transformación abc a dq.

## Anexo B

### B.1 Modelo convertidor Back to Back

El convertidor de potencia Back to Back basado en convertidores tipo fuente de tensión (VSC) es un método típicamente usado para procesar eficazmente el flujo de potencia en sistemas de CA interconectados, ya que permite controlar de manera independiente tanto el flujo bidireccional de potencia activa como de potencia reactiva, desde baja potencia [37] hasta alta potencia [36], en procesos y aplicaciones industriales que incluyen desde control de motores, generadores eólicos y balance de carga entre alimentadores, hasta sistemas de generación distribuida. De aquí que el uso del convertidor Back to Back modulado mediante técnicas PWM. Para el control del flujo de potencia se considera uno de los esquemas de control más utilizado en aplicaciones con VSC que ha demostrado un buen desempeño al desacoplar las componentes activa (componente directa,  $d$ ) y reactiva (componente en cuadratura,  $q$ ) de los sistemas de corriente alterna [38] que es conocido como control desacoplado de potencia.

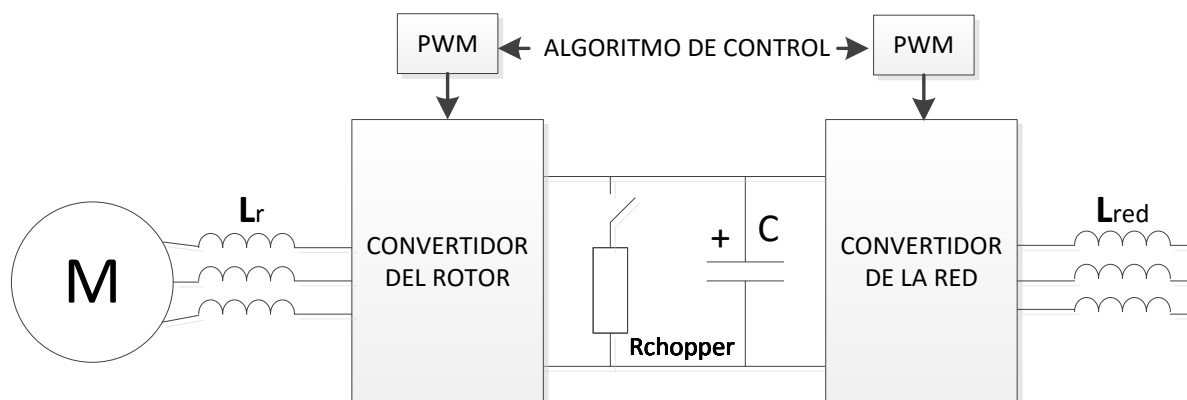


Figura B.1. Esquema del convertidor Back to Back.

El convertidor Back to Back está formado por convertidores en fuente de tensión, La Figura B.1 representa esquema básico del convertidor Back to Back. La carga puede ser pasiva, activa u otra red eléctrica. Ambos convertidores comparten el bus de corriente directa (DC) a través del condensador C, el cual permite que ambos convertidores se puedan controlar de manera independiente en cierto rango de potencia. Ambos convertidores pueden actuar como un rectificador o un inversor en función de la dirección del flujo de potencia. La operación fundamental del convertidor Back to Back se explica al considerar el convertidor del lado de red y el convertidor del lado del rotor como dos convertidores desacoplados en los que la amplitud, fase y frecuencia se pueden controlar de forma independiente el uno del otro.

Para simplificar la ley de control es habitual que un VSC controle el nivel de tensión de DC bus y otro la potencia activa; la regulación de potencia reactiva se atribuye al lado de corriente alterna correspondiente. Se utilizan PLL (Phase Locked Loop) para sincronizar el convertidor del lado de red con la frecuencia de la línea.

El objetivo de los lazos de control externos es suprimir el efecto debido a incertidumbres y/o perturbaciones en las referencias que utilizan los controladores internos. El controlador del lazo de tensión debe mantener la tensión de DC estable y regulada ante cualquier cambio de carga. Por otro lado, el control de potencia activa debe entregar la referencia de potencia deseada (en magnitud y en sentido). En cuanto a la potencia reactiva, la regulación depende del lado de corriente alterna correspondiente, por esa razón hay dos lazos externos para controlar la potencia reactiva asociada a ambos convertidores.

### B.1.1 Circuito del lado de red

La Figura B.2 representa el esquema eléctrico del circuito comprendido por la tensión desde el punto de vista a la red y la tensión que proporciona el convertidor. Entre ambas tensiones se encuentra conectada la impedancia de filtro de red.

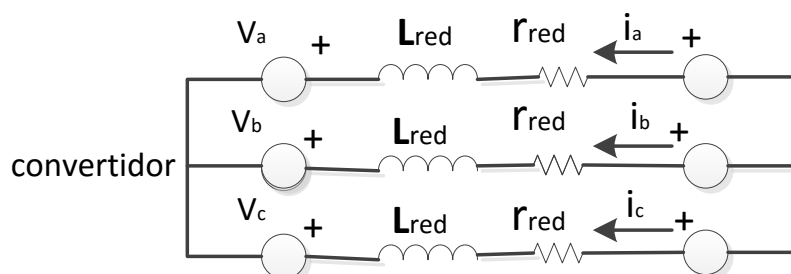


Figura B.2. Circuito eléctrico del lado de red vista desde el convertidor.

### B.1.2 Chopper

El chopper es una impedancia baja que actúa como elemento protector en caso de un proceso transitorio. Se trata de que la tensión del condensador del DC no aumente en exceso. Por ejemplo, esto puede ocurrir cuando se produce un hueco de tensión. El chopper se conecta en paralelo al bus DC consumiendo parte del excedente de potencia que la máquina entrega por el rotor si está trabajando como generador, si el convertidor no es capaz absorber por sí solo. La Figura B.3 representa una chopper conectado entre los convertidores del lado de red y del lado del rotor.

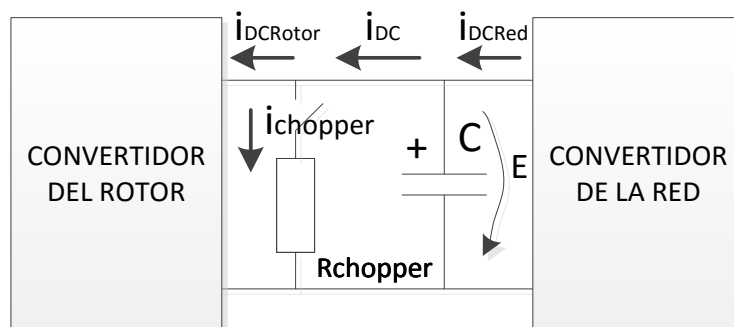


Figura B.3. Chopper conectado entre los convertidores del lado de red y rotor.

### B.1.4 Circuito del lado de rotor

Los devanados del rotor conectados al convertidor se pueden representar en un circuito como dos tensiones trifásicas separadas entre sí por una inductancia de filtro  $L_{crot}$ . Dado que su valor es muy pequeño

en comparación con las inductancias del rotor, la caída de tensión producida en ellas se menosprecia y se aproxima a que las tensiones generadas por el convertidor son iguales que las aplicadas a los devanados del rotor.

### B.1.5. Modelo de la máquina de inducción

En esta Tabla 8 se recogen los parámetros principales de la máquina de inducción usada en simulación:

Par Nominal	850 N.m	Resistencia del estátor	50.77 mΩ
Velocidad Nominal	730 rpm	Inductancia de pérdidas del estátor	0.98 mH
Potencia Nominal	65e3 VA	Resistencia del rotor	60.75 mΩ
Tensión línea a línea	400 V	Inductancia de pérdidas del rotor	0.83 mH
Tensión del DC-Bus	750 V	Inductancia magnetizante	17.07 mH
Frecuencia Eléctrica Nominal	38 Hz	Coefficiente de Inercia	0.805 Kg.m <sup>2</sup>
Número de pares de polos	3	Coefficiente de Fricción	1e-9 N.m.s

Tabla 17. Parámetros de la máquina de inducción usados en este trabajo.

### B.1.6 Modelo del sistema red-convertidor-motor-estimador

El modelo simulado mediante Matlab/Simulink implementado en este trabajo se representa en el siguiente diagrama de bloques de la Figura B.4.

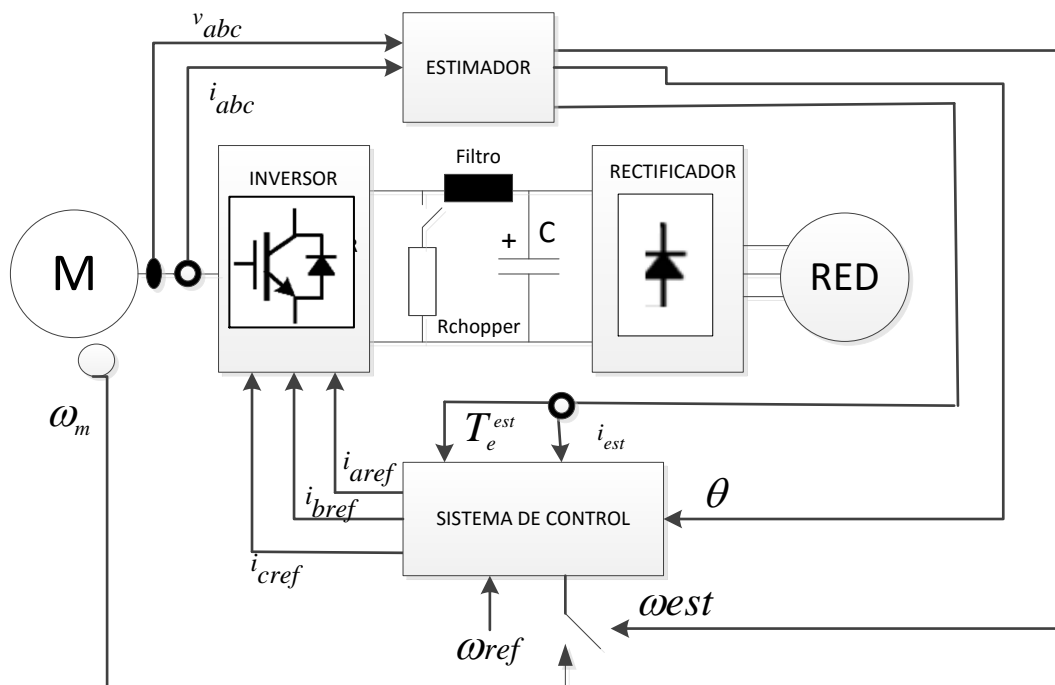


Figura B.4. Diagrama de bloques general de la implementación en Matlab/Simulink.





## *Anexo C*

### C.1 Esquemas de simulaciones Matlab/Simulink

Las siguientes figuras C.1-C.16 representan los principales bloques del control vectorial y del control directo por par de una máquina de inducción utilizados en Simulink. También se muestran los esquemas de los estimadores de velocidad.

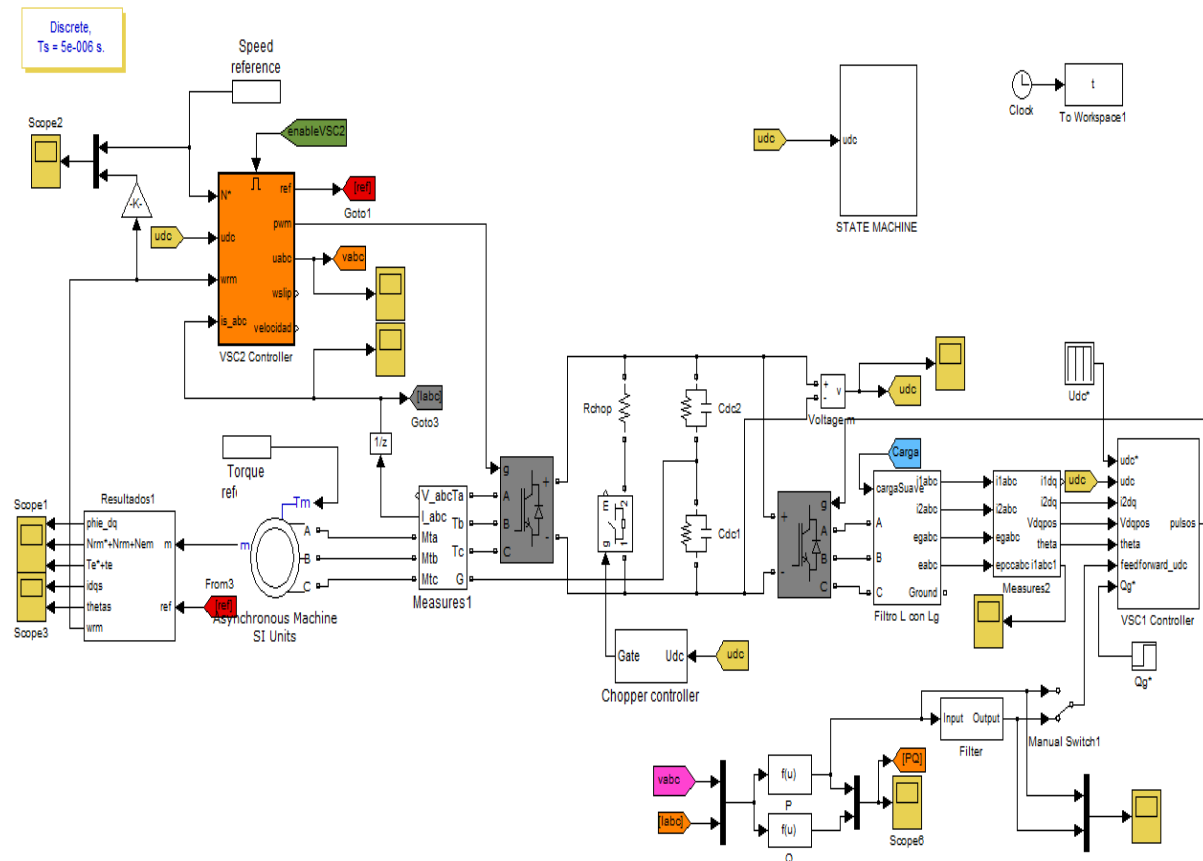


Figura C.1. Modelo de Simulink completo del control vectorial de una máquina de inducción.

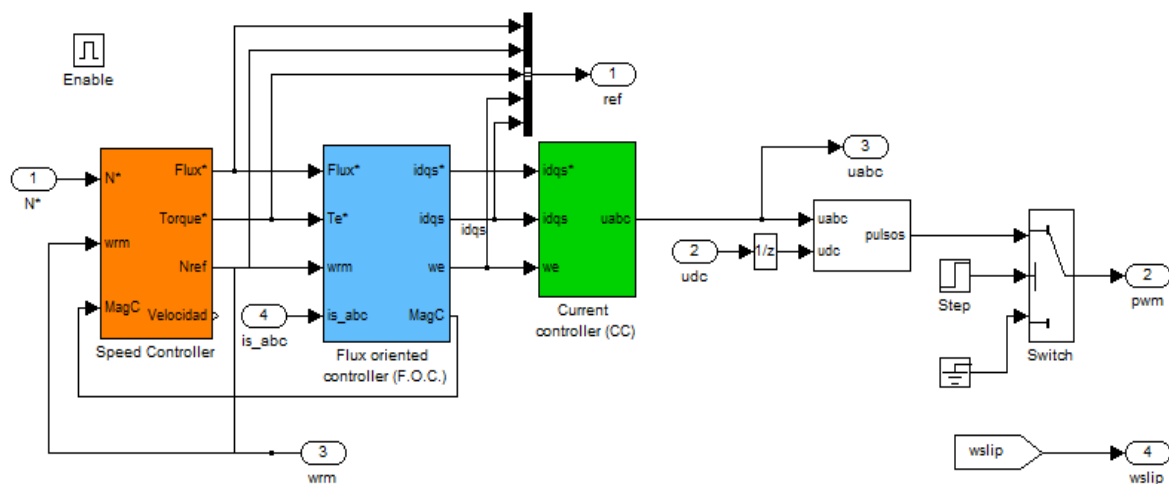


Figura C.2. Lazo de control vectorial en cascada.

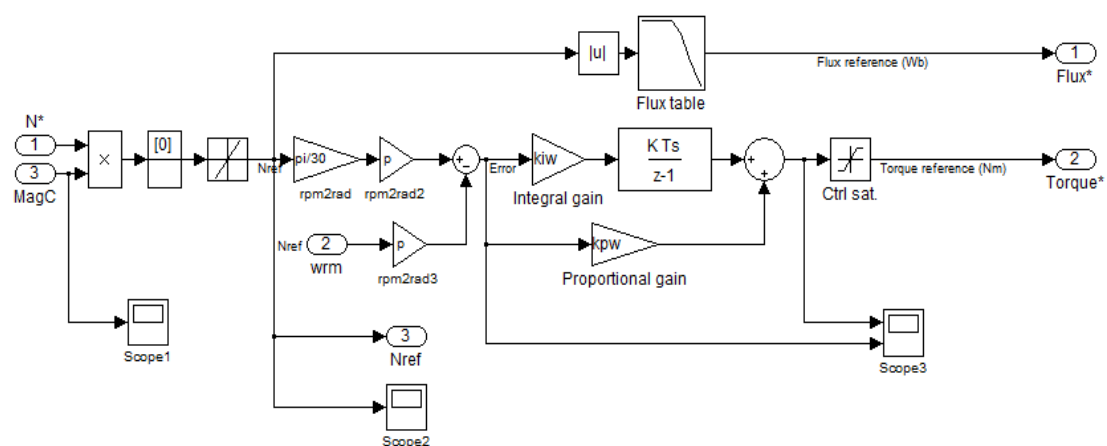


Figura C.3. Controlador de velocidad.

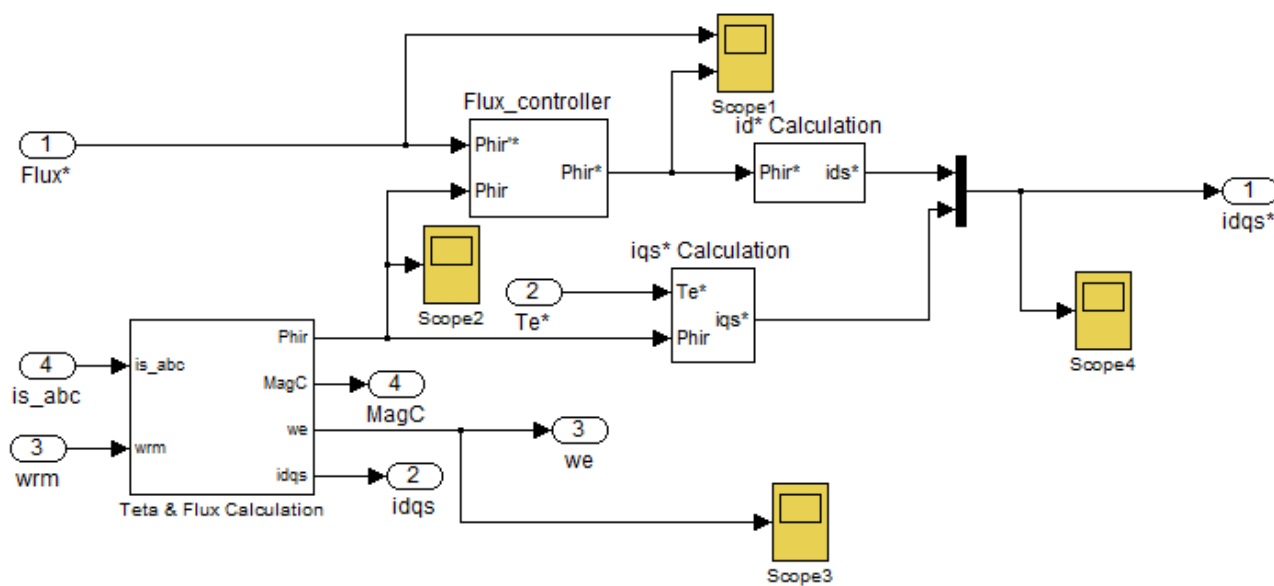


Figura C.4. Bloque del controlador de flujo orientado.

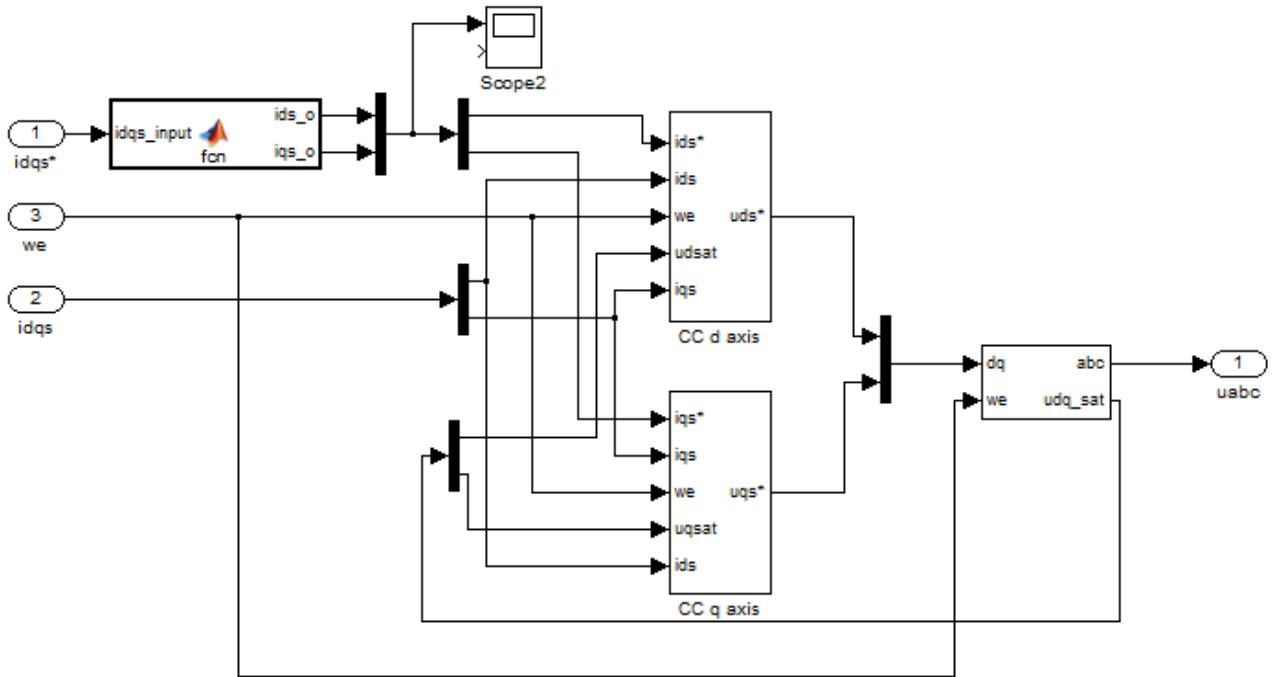


Figura C.5. Bloque del controlador de corriente.

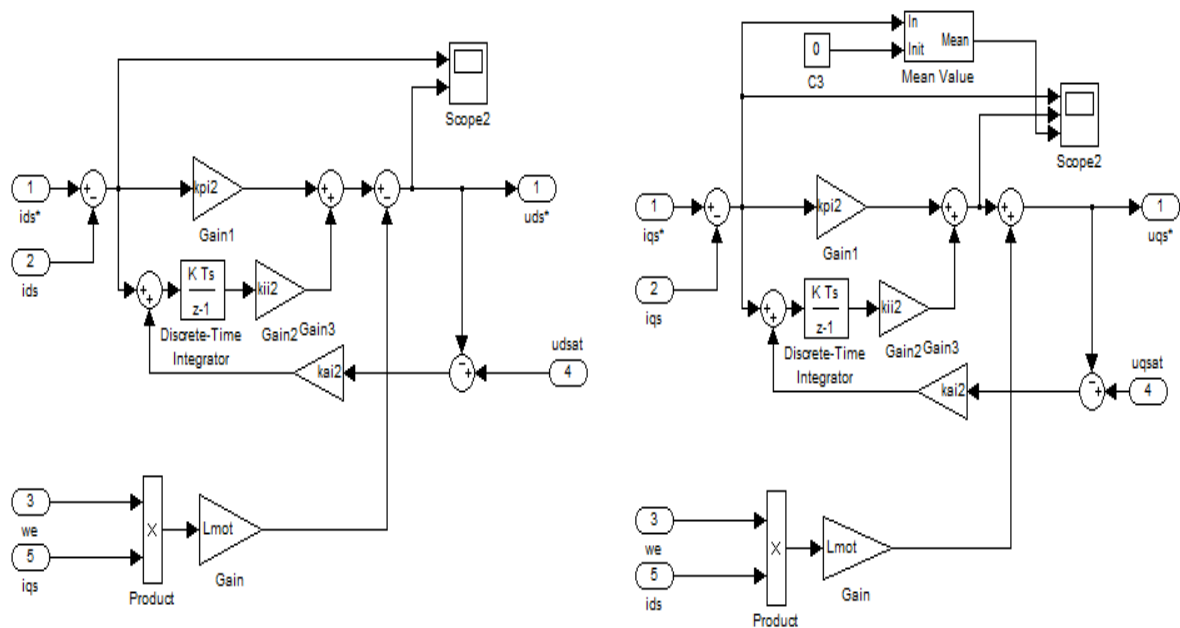


Figura C.6. Bloques del controlador de corriente en el eje d y en el eje q con feedforward y términos de acoplamiento.

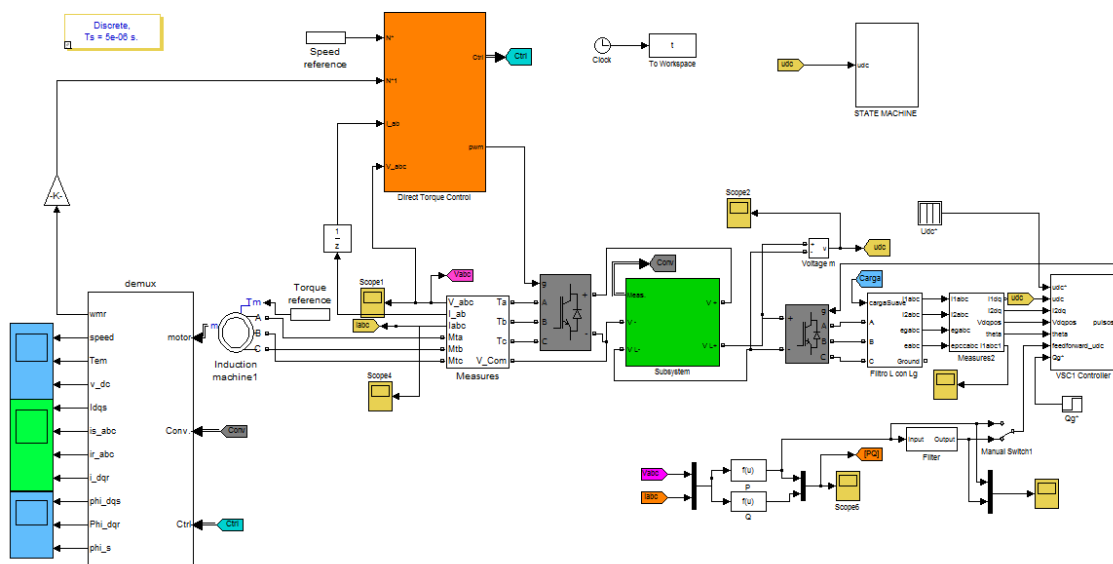


Figura C.7. Modelo de Simulink completo del control directo del par de una máquina de inducción.

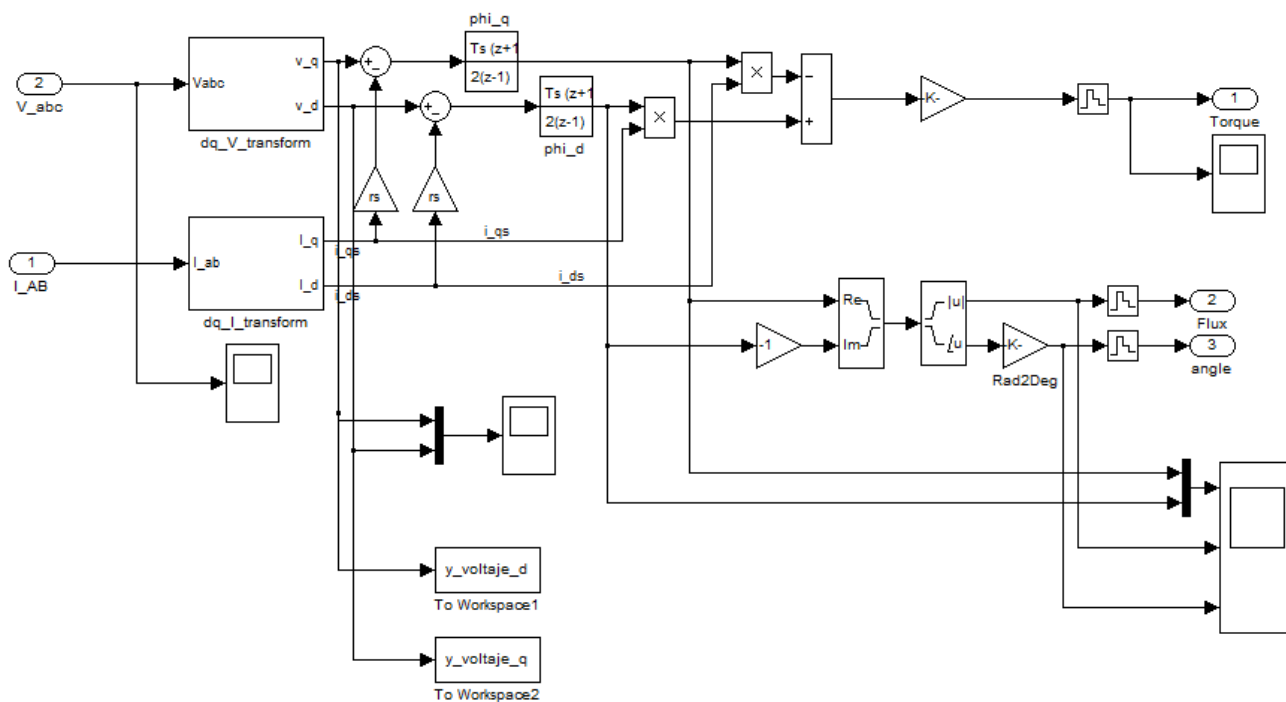


Figura C.8. Estimador del par y del flujo magnético del DTC.

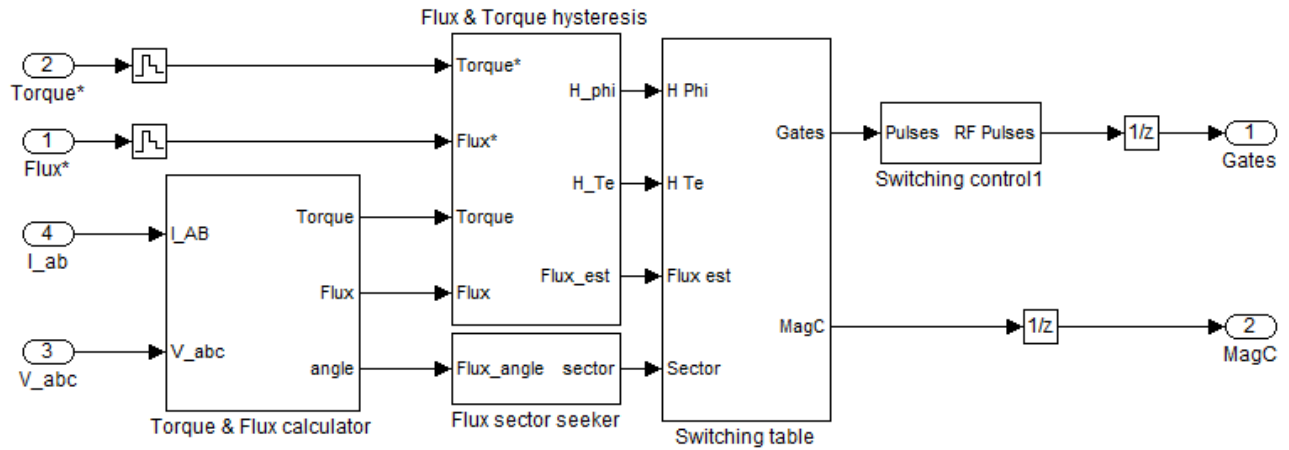


Figura C.9. Control directo del par clásico.

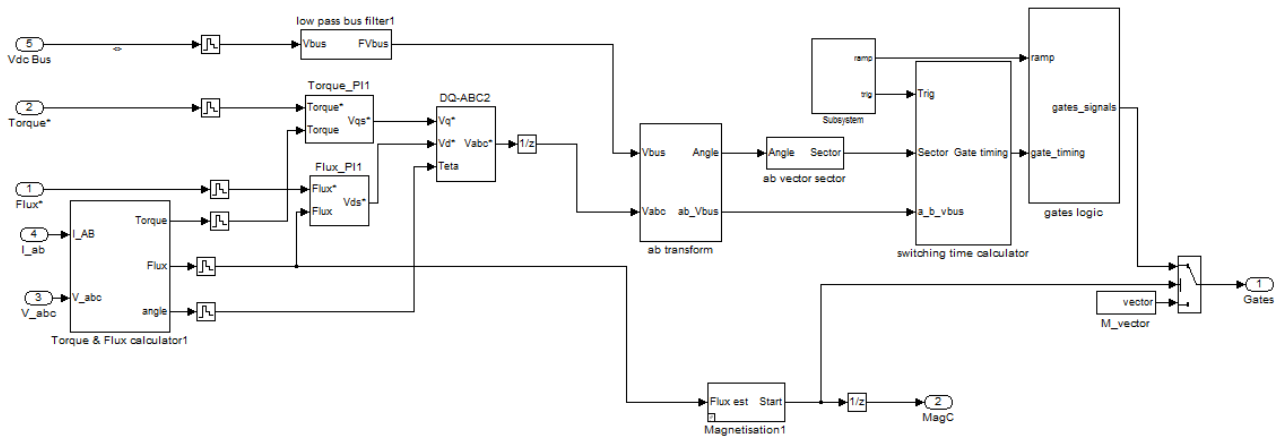


Figura C.50. Control directo del par con modulación de vectores espaciales.

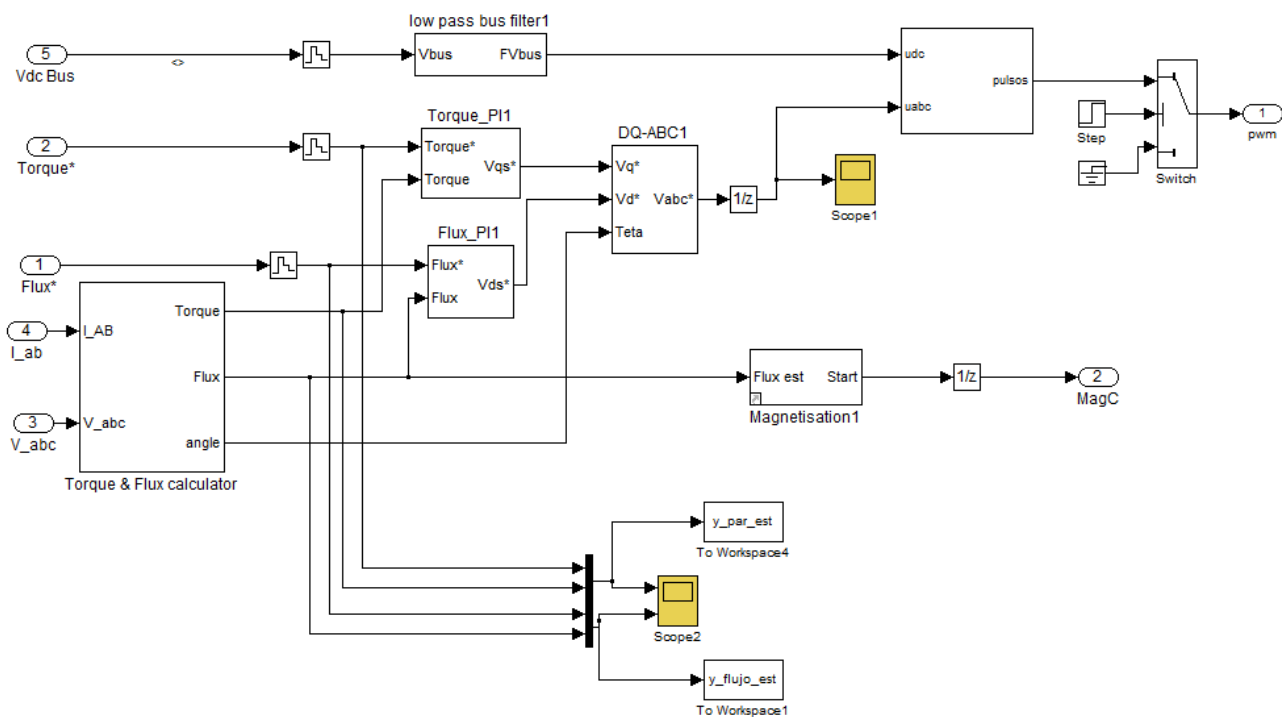


Figura C.61. Control directo del par con modulación por ancho de pulsos.

A continuación se muestran los bloques de Simulink de los distintos estimadores de la velocidad obtenidas con un control vectorial indirecto.

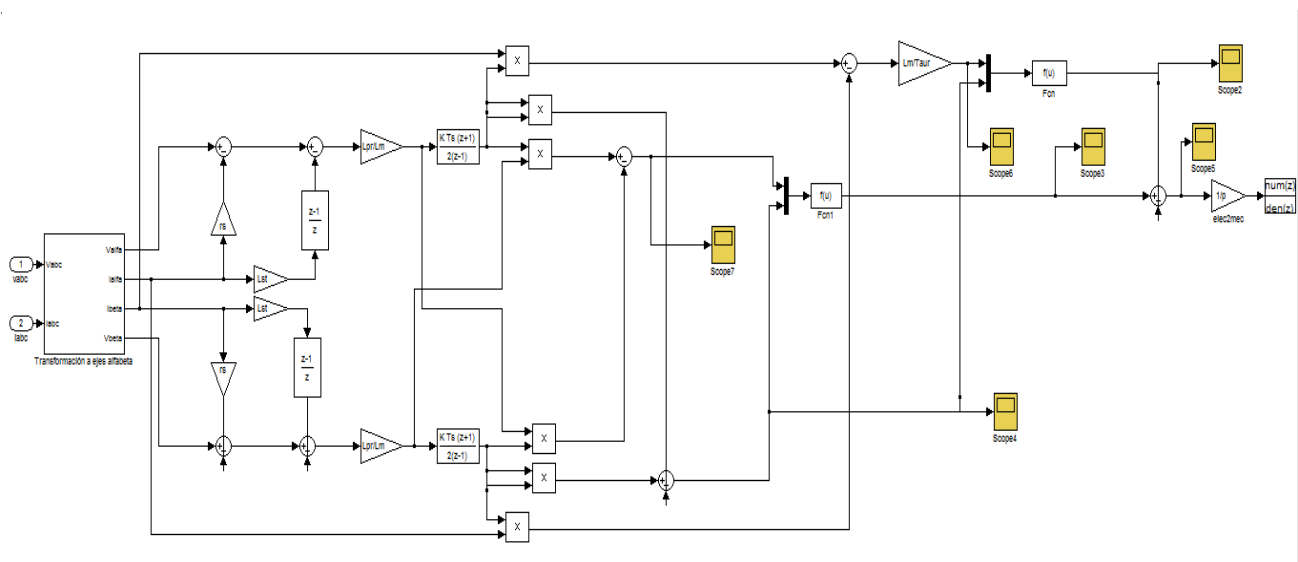


Figura C.72. Diagrama de bloques del estimador en lazo abierto basado en la estimación de la velocidad de deslizamiento.

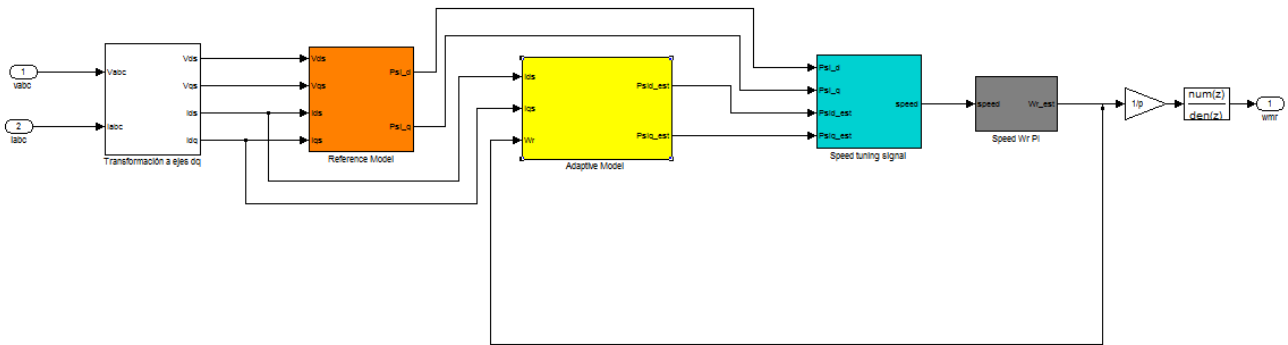


Figura C.83. Diagrama de bloques del estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

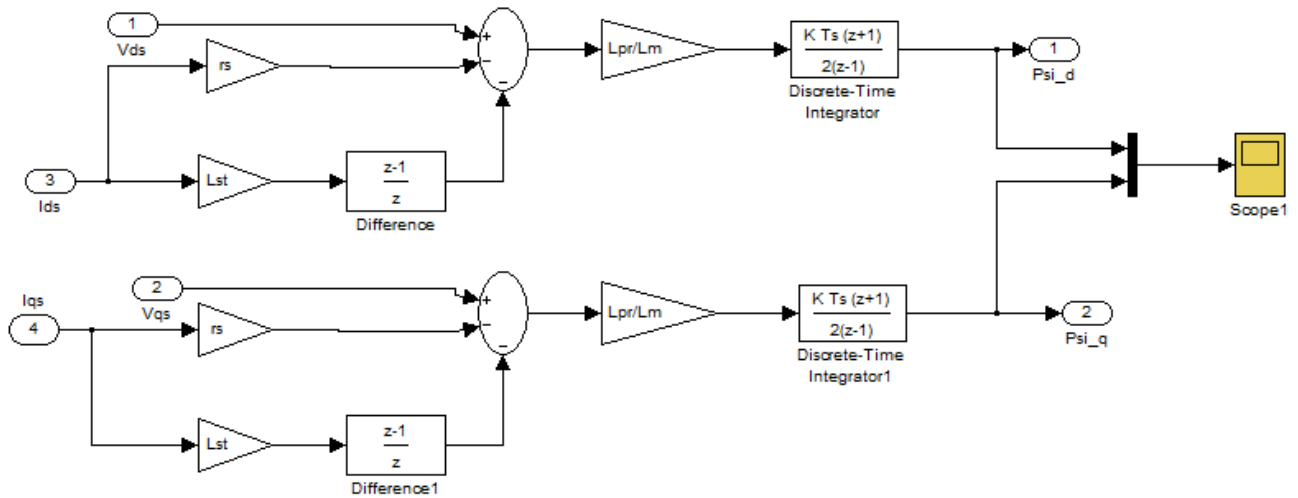


Figura C.14. Bloque del modelo de referencia del estimador MRAS basado en el flujo del rotor.

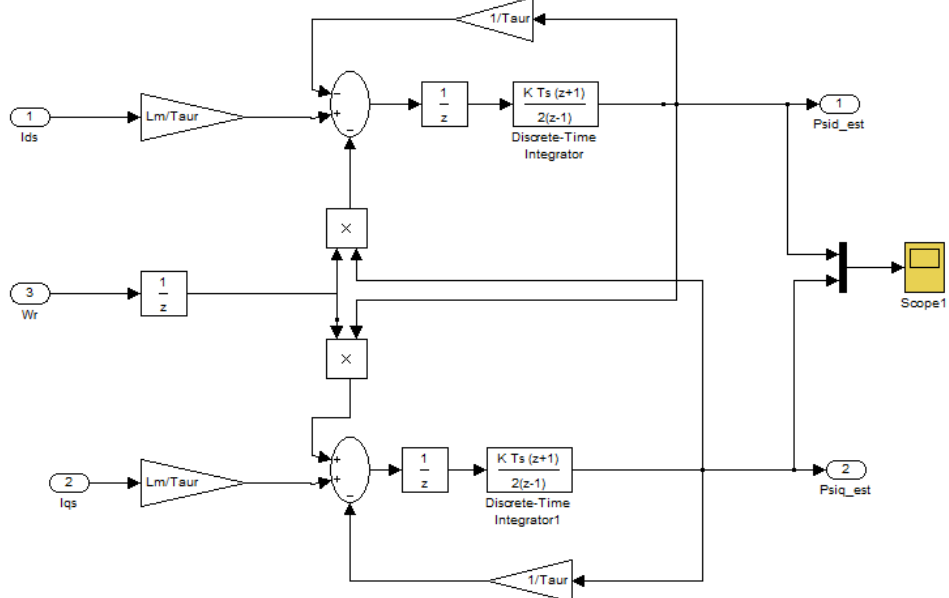


Figura C.95. Bloque del modelo ajustable del estimador MRAS basado en el flujo del rotor.



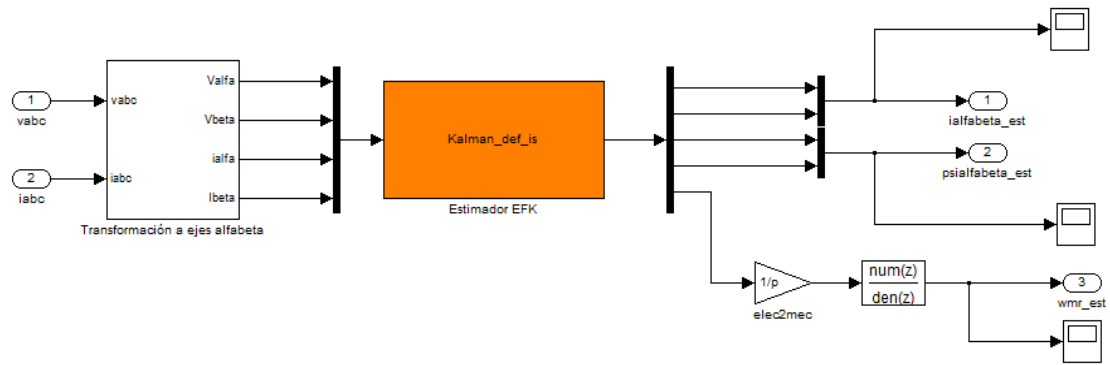


Figura C.10. Diagrama de bloques del estimador basado en el filtro de Kalman Extendido.

```

%% INITIAL VALUES

xh_ekf=x(1:5);
P_ekf=[x(6:10)'; x(11:15)'; x(16:20)'; x(21:25)'; x(26:30)'];
Q_ekf=[x(31:35)'; x(36:40)'; x(41:45)'; x(46:50)'; x(51:55)'];

%% UPDATE TIME

xPred_ekf=A*xh_ekf+B*U;% Se proyecta el estado hacia adelante
PPred_ekf=G*P_ekf*G'+Q_ekf;% Se proyecta la covarianza del error
hacia adelante

%% UPDATE MEASURES

K=PPred_ekf*C'*(inv(R+C*PPred_ekf*C'));% Se calcula la ganancia de
Kalman

xh_ekf=xPred_ekf+K*(Y-C*xPred_ekf);% Actualiza la estimación de la
medida

%(vector de estados)
P_ekf=(eye(5,5)-K*C)*PPred_ekf;%Actualiza la covarianza del error

%% NEW VALUES

sys(1:5)=xh_ekf;
sys(6:30)=(P_ekf+P_ekf')/2;% COVARIANZA DE ERROR
sys(31:55)=Q_ekf;

```

Figura C.17. Código Matlab del algoritmo principal del filtro de Kalman Extendido.

# *Bibliografía*

---

- [1] [J. Holtz, 2002] "Sensorless induction motor Drives" Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 8, Aug. 2002, pp. 1359-1394.
- [2] [H. Rasmussen, P. Vadstrup, H. Borsting, 2002] "Speed Sensorless Field Oriented Control of an Induction Motor at zero speed with identification of inverter parameters". ISIE2002, L'Aquila, Italy, July 2002. 2002.
- [3] [L. Harnefors, H.P. Nee, 2000] "A General Algorithm for Speed and Position Estimation of AC Motors" IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 1, February 2000.
- [4] [G.M. Asher, 2000] "Sensorless induction motor drives". IEE Seminar on Advances in Induction Motor Control (Ref. 2000/072). 6, 1-5.
- [5] [P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff,] "Analysis of Electrical Machines and Drive Systems", IEEE Press Power Engineering Series, 2002
- [6] [Mohamed M. M. Negm., 2004]. "Speed Control of a Three-Phase Induction Motor Based on Robust Optimal Preview Control Theory." IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. 21, NO. 1.
- [7] [Nik Rumzi Nik Idris, 2006]. "A New Torque and Flux Controller for Direct Torque Control of Induction Machines". IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 42, NO. 6.
- [8] [Jawad Faiz. 2003] "Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Used in Electric Vehicle." IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION, VOL. 18, NO. 1
- [9] [Barut M, Bogosyan S, Gokasan M., 2008] "Experimental evaluation of braided EKF for sensorless control of induction motors", IEEE Transaction on industrial Electronics, 2008.
- [10] [M. Bodson & J. Chiasson, 2002] "A Comparison of Sensorless Speed Estimation Methods for Induction Motor Control" Proceedings of the Americans Control Conference Anchorage, AK May 8-10, 2002.
- [11] [C. Schauder, 1992] "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers". IEEE Trans. Ind. Appl., 28: 1054-1061.

- [12] [P. Vas, 1998] "Sensorless Vector and Direct Torque Control". Oxford University Press 1998.
- [13] [M. S. Zaky, M. Khater, H. Yasin, and S. S. Shokralla] "Review of Different Speed Estimation schemes for Sensorless Induction Motor Drives". Electrical Engineering Dept., Faculty of Engineering, Minoufiya University, Shebin El-Kom, Egypt.
- [14] [Ibrahim M. Alsofyani n, N.R.N. Idris ] "A review on sensorless techniques for sustainable reliability and efficient variable frequency drives of induction motors". UTM-PROTON Future Drives Laboratory, Power Electronics and Drives Research Group, Faculty of Electrical Engineering, Universiti Teknologi Malaysia, 81310 Skudai, Johor, Malaysia.
- [15] [José Luis Mora Jiménez] "Aportaciones al control vectorial sin sensores de motores de inducción su realización integrada". Tesis doctoral. Sevilla, Febrero de 2001.
- [16] [J. Campbell and M. Sumner] Practical sensorless induction motor drives employing an artificial neural network for online parameter adaptation. IEE Proc. Electr. Power applic., 149 (4) (2000), pp. 255-260.
- [17] [Jordi Català i López, Luis Romeral, Antoni Arias, and Emiliano Aldabas] Novel Fuzzy Adaptive Sensorless Induction Motor Drive. IEEE Trans. Ind. Electr., 53 (4) (2006), pp. 1170-1178.
- [18] [J. R. Heredia, F. Perez Hidalgo, and J. L. Duran Paz] Sensorless Control of Induction Motors by Artificial Neural Networks. IEEE Trans. Ind. Electr., 48 (5) (2001), pp. 1038-1040.
- [19] [Seong-Hwan Kim, Tae-Sik Park, Ji-Yoon Yoo, and Gwi-Tae Park] Speed-sensorless vector control of an induction motor using neural network speed estimation. IEEE Trans. Ind. Electr., 48 (3) (2001), pp. 609-614.
- [20] [C.M. Ong, 1998] "Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab/Simulink". Prentice Hall PTR 1998.
- [21] [R. Ottersten, J. Svenson , 2002] "Vector current controlled voltage source converter-deadbeat control and saturation strategies" IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 279 – 285, 2002.
- [22] [R. Joetten, G. Maeder, 1983] "Control Methods for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltages as Measured Quantities", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, pp. 356-363, May/June 1983.
- [23] [Y.D. Landau, 1979] "Adaptive control- the model reference approach" New York: Marcel Decker, 1979.
- [24] [G. Buja, D. Casadei, D., G. Serra, 1997] "DTC Based Strategies for Induction Motor Drives" Proceedings of the ISIE Conference, 1997, pp. TU2.

- [25] [P.C Krause, 1968] "Method of Multiple Reference Frames Applied to the Analysis of Symmetrical Induction Machinery", IEEE Transactions of Power Apparatus and Systems. Vol. PAS-87, pp 218-227, January, 1968.
- [26] [P. Mariano, M. D'Incecco, N. Visciano, 2001] "A comparison of Direct Torque Control Methodologies for Induction Motor". 2001 IEEE Porto Power Tech Conference, September, Porto, Portugal.
- [27] [Y.S. Lai, J.H. Chen, 2001] "A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 16, No. 3, September 2001.
- [28] [T. Hableter, F. Profumo, M. Pastorelli, L. Tolbert, 1992] "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation" IEEE Transactions Ind. Applications, vol. 28, pp. 1045-1053, Sep./Oct. 1992.
- [29] [M. Godoy Simões, B.K. Bose] "Neural Network Based Estimation of Feedback Signals for a Vector Controlled Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, nº 3, pp. 620-629, May-June 1993.
- [30] [J.H. Youm, B.H. Kwon, 1999] "An Effective Software Implementation of Space-Vector Modulation" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 4, August 1999.
- [31] [L. Ben-Brahim, R. Kurosawa] "Identification of Induction Motor Speed Using Neural Networks", IEEE PCC, Yokohama, pp. 689-694, 1993.
- [32] [Y.R. Kim, S.K. Sul, M.H. Park, 1994] "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter" IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 30, No. 5, September / October 1994.
- [33] [S.C. Gutiérrez, J.Á.F. Martínez, O.C. Castillo, R.O. Gonzalez, 2012] "Estudio Comparativo de Estimadores de Velocidad para Generadores Síncronos de Imanes Permanentes empleados en Sistemas de Generación Eólica" 2012.
- [34] [G. Pydiraju, M. Daivaasirvadam, 2012] "Sensorless Speed Control of Induction Motor Using MRAS" International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE) ISSN: 2277-3878, Volume-1, Issue-5, November 2012.

- [35] [G. Castellanos, J. Antonio, 2005] "Estimación de la velocidad de la máquina asíncronas, utilizando filtro Extendido de Kalman" Repositorio Institucional de la Universidad de Los Andes, Mérida, Venezuela, 2005
- [36] [Saeedifard, M., Iravani, 2010] R., Dynamic Performance of a Modular Multilevel Back-to-Back HVDC. IEEE Transactions on Power Delivery System, ISSN: 0885-8977, 25(4), 2903, 2912 (2010).
- [37] [Majumder, R., Ghosh, A., Ledwich, G., Zare, F., 2010] Power Management and Power Flow Control With Back- to Back Converters in a Utility Connected Microgrid. IEEE Transactions on Power Systems, ISSN: 0885-8950, 25 (2), 821,834 (2010).
- [38] [Zeliang Shu, Shaofeng Xie, Qunzhan Li, 2011] Single-Phase Back-To-Back Converter for Active Power Balancing, Reactive Power Compensation, and Harmonic Filtering in Traction Power System. IEEE Transactions on Power Electronics, 26(2), 334,343 (2011).
- [39] [Kubota H, Matsuse K, Nakano T.] DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor. IEEE Transactions on Industry Applications 1993;29: 344–8.
- [40] [R. Joetten, G. Maeder,] "Control Methods for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltages as Measured Quantities", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-19, pp. 356-363, May/June 1983.
- [41] [Finch JW, Giaouris D]. "Controlled AC electrical drives". IEEE Transactions on Industrial Electronics 2008;55:481–91.
- [42] [Giaouris D, Finch JW, Ferreira OC, Kennel RM, El-Murr GM.] Wavelet denoising for electric drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics 2008;55:543–50.
- [43] [M. Ishida, K. Iwata,] "A New Slip Frequency Detector of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-20, nº 3, pp 575-581, May/June 1984.

- [44] [L. Kreindler, J.C. Moreira, A. Testa, T.A. Lipo,] "Direct Field Orientation Controller Using the Stator Phase Voltage Third Harmonic", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, nº 2, pp. 441-447, March/April 1994.
- [45] [J. Jiang, J. Holtz,] "Accurate Estimation of Rótor Position and Speed of Induction Motors near Standstill", Proc. IEEE Int. Conf. Power Electronics and Drive Systems (PEDS'97), Singapore 1997.